

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

CAROLINA LUIZA RIZENTAL MACHADO

**MODELAGEM COMPORTAMENTAL DE
AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA USANDO
SOMA DE PRODUTOS ENTRE FILTROS
DIGITAIS DE RESPOSTA AO IMPULSO FINITA E
TABELAS DE BUSCA UNIDIMENSIONAIS**

CURITIBA

2016

CAROLINA LUIZA RIZENTAL MACHADO

**MODELAGEM COMPORTAMENTAL DE AMPLIFICADORES DE
POTÊNCIA USANDO SOMA DE PRODUTOS ENTRE FILTROS DIGITAIS
DE RESPOSTA AO IMPULSO FINITA E TABELAS DE BUSCA
UNIDIMENSIONAIS**

Dissertação apresentada ao
Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica, Área de
Concentração em Telecomunicações,
Departamento de Engenharia Elétrica,
Setor de Tecnologia, Universidade
Federal do Paraná, como parte das
exigências para obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Eduardo
Gonçalves de Lima

CURITIBA

2016

M149m Machado, Carolina Luiza Rizental
Modelagem comportamental de amplificadores de potência usando soma de produtos entre filtros digitais de resposta ao impulso finita e tabelas de busca unidimensionais / Carolina Luiza Rizental Machado. – Curitiba, 2016.
58f. : il. [algumas color.] ; 30 cm.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal do Paraná, Setor de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2016.

Orientador: Eduardo Gonçalves de Lima.

1. Amplificadores de potência. 2. Funções polinomiais. I. Universidade Federal do Paraná. II. Lima, Eduardo Gonçalves de. III. Título.

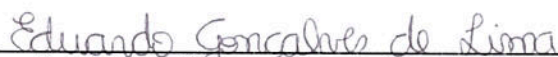
CDD: 621.381

TERMO DE APROVAÇÃO

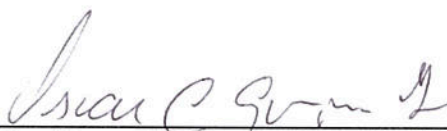
CAROLINA LUIZA RIZENTAL MACHADO

MODELAGEM COMPORTAMENTAL DE AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA USANDO SOMA DE PRODUTOS ENTRE FILTROS DIGITAIS DE RESPOSTA AO IMPULSO FINITA E TABELAS DE BUSCA UNIDIMENSIONAIS

Dissertação apresentada como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná.



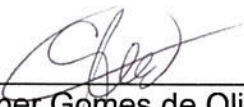
Prof. Dr. Eduardo Gonçalves de Lima – Orientador
Universidade Federal do Paraná



Prof. Dr. Oscar da Costa Gouveia Filho – Convidado
Universidade Federal do Paraná



Prof. Dr. André Augusto Mariano – Convidado
Universidade Federal do Paraná



Prof. Dr. Glauber Gomes de Oliveira Brante – Convidado
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Curitiba, 20 de setembro de 2016.

Resumo

A modelagem comportamental de amplificadores de potência (PAs) de rádio frequência (RF), utilizados em transmissores de sinais sem fio, é uma técnica necessária para manter o alto desempenho do sistema de transmissão sem distorcer o sinal que está sendo transmitido. Os modelos comportamentais polinomiais conhecidos como *Memory Polynomial* (MP) e *Envelope Memory Polynomial* (EMP), que são capazes de modelar tanto os efeitos de memória do PA quando as não linearidades do circuito, foram apresentados e discutidos. Com o intuito de gerar melhores resultados que estes dois modelos, outras duas propostas, baseadas em soma de produtos entre filtros digitais de resposta ao impulso finita e tabelas de buscas unidimensionais (LUTs), foram propostas por este trabalho. Além disso, uma proposta de método para identificação de valores a serem inseridos nas LUTs foi apresentada. Três estudos de caso foram realizados para a validação tanto das estruturas propostas quanto da abordagem de identificação proposta. Para os três PAs sob análise, ambas estruturas propostas apresentaram resultados melhores de modelagem. A abordagem de identificação proposta por este trabalho também resultou em ajustes de modelagem muito mais precisos do que a abordagem tradicional. Assim sendo, apesar de o desempenho das estruturas de modelagem estar relacionado com o circuito do PA que será analisado, os modelos propostos resultaram em melhores ajustes para todos os casos.

Palavras Chave: PA RF, modelagem comportamental, funções polinomiais, LUTs

Abstract

Radio frequency power amplifiers (RF PAs) are one of the components in modern telecommunications transmission systems that have the largest impact on device performance in terms of power consumption, as well as output signal distortion. One of the main concerns when minimizing power consumption and producing high-fidelity output is limiting non-linearities and memory effects that develop in the PA circuit, due mainly to the saturation point of the constituent transistors, in addition to passive components. One of the most common techniques for removing non-linearities and memory effects is the use of a Digital Pre-distortion (DPD) circuit. Use of such a technique, however, relies on accurate models for the non-linear behaviour of the PA.

Here, we investigate two existing models for PA behaviour, Memory Polynomial (MP) and Envelope Memory Polynomial (EMP), in addition to proposing two new models based on these, as well as a method based on a lookup table (LUT) approach for implementing behaviour models. The models were evaluated using three different real RF PA circuits: a one-carrier GaN amplifier, a two-carrier GaN amplifier, and a LDMOS amplifier. We see that the model performance is highly dependent on the specifics of the RF PA circuit, and that there is not one model that universally outperforms the others. Despite this, the new polynomial-based methods out-perform both the MP and EMP methods for all of the studied PA circuits.

Key Words: Telecommunication systems, RF PA, behaviour modelling, polynomial filters, LUTs

Lista de ilustrações

Figura 1 – Diagrama de blocos de uma rede de transmissão sem fio	9
Figura 2 – Compromisso entre linearidade e eficiência de um PA observado a partir da característica de transferência do dispositivo	10
Figura 3 – Exemplo de um circuito simplificado de PA RF	13
Figura 4 – Característica de transferência de um PA RF.	14
Figura 5 – Representação da modelagem comportamental de PA RF	17
Figura 6 – Exemplo dos sinais de entrada e saída do PA RF	18
Figura 7 – Exemplo de sinais passa banda (a) e equivalente passa baixas (b)	20
Figura 8 – Características inversas do DPD e do PA	20
Figura 9 – Diagrama de blocos do DPD utilizando um PoD	21
Figura 10 – Diagrama de blocos do modelo MP	24
Figura 11 – Diagrama de blocos do modelo EMP	25
Figura 12 – Diagrama de blocos do modelo Proposto 1	26
Figura 13 – Diagrama de blocos do modelo Proposto 2	27
Figura 14 – Implementação do modelo MP com LUTs	30
Figura 15 – Curva característica AM-AM para o PA do tipo GaN com uma portadora	37
Figura 16 – PSD dos erros para cada uma das estruturas implementadas sobre o PA GaN com uma portadora	38
Figura 17 – PSD dos sinais de saída medido e simulado para o modelo Proposto 2	39
Figura 18 – Curvas características AM-AM e AM-PM do PA GaN com uma portadora para os sinais observados e modelados	39
Figura 19 – Comportamentos da parte real e imaginária do sinal de saída observado e simulado	40
Figura 20 – PSD dos erros quando implementadas as abordagens de identificação tradicional e proposta para o modelo MP	41
Figura 21 – Curvas características AM-AM e AM-PM do PA GaN real e modelado com a abordagem de identificação proposta	42
Figura 22 – Comportamento das partes reais e imaginárias do sinal de saída do PA GaN real e modelado com a abordagem de identificação proposta	42
Figura 23 – Curva característica AM-AM para o PA do tipo GaN com duas portadoras	43
Figura 24 – PSD dos erros dos modelos implementados para o PA GaN com duas portadoras	44
Figura 25 – PSD do sinal de saída simulado para o modelo Proposto 2	45
Figura 26 – Curvas características AM-AM e AM-PM do PA GaN real e modelado com a estrutura do modelo Proposto 2	45
Figura 27 – Comportamento das partes reais e imaginárias do sinal de saída do PA GaN real e modelado com a estrutura do modelo Proposto 2	46

Figura 28 – PSD dos erros quando as abordagens de identificação tradicional e proposta são empregadas sobre o modelo MP para o PA GaN com duas portadoras . . .	47
Figura 29 – Comportamento AM-AM e AM-PM para o PA real e modelado pelo modelo MP e empregando a abordagem de identificação proposta	48
Figura 30 – Comportamento do sinal de saída no domínio do tempo para a abordagem de identificação tradicional e proposta	48
Figura 31 – Curva característica AM-AM para o PA do tipo LDMOS	49
Figura 32 – PSD dos erros dos modelos implementados para o PA LDMOS	50
Figura 33 – PSD dos erros dos modelos implementados para o PA LDMOS	51
Figura 34 – Curvas características AM-AM e AM-PM para o PA LDMOS observado e modelado com a estrutura Proposto 1	51
Figura 35 – Comportamento das partes reais e imaginárias do sinal de saída do PA GaN real e modelado com a estrutura do modelo Proposto 1	52
Figura 36 – PSDs dos erros dos modelos implementados para o PA LDMOS	53
Figura 37 – Curvas características AM-AM e AM-PM para o PA LDMOS observado e modelado com a estrutura MP e abordagem de identificação proposta .	53
Figura 38 – Comportamento das partes reais e imaginárias do sinal de saída do PA LDMOS observado e modelado com a estrutura MP e abordagem de identificação proposta	54

Lista de tabelas

Tabela 1 – Valores assumidos pelo operador G_m para cada um dos modelos analisados por este trabalho	29
Tabela 2 – LUT de implementação da função polinomial 1D $f_m^{pol}(\tilde{x}(n-m))$ com Q entradas	29
Tabela 3 – Valores de NMSE (dB) calculados para todos os modelos implementados	37
Tabela 4 – Valores de NMSE (dB) para a abordagem de identificação tradicional e proposta sobre o modelo MP	40
Tabela 5 – Valores de NMSE (dB) calculados para todos os modelos implementados sobre o PA GaN com duas portadoras	43
Tabela 6 – Valores de NMSE (dB) para a abordagem de identificação tradicional e proposta sobre o modelo MP	47
Tabela 7 – Valores de NMSE (dB) calculados para todos os modelos implementados sobre o PA LDMOS	49
Tabela 8 – Valores de NMSE quando o modelo MP foi implementado com as abordagens de identificação tradicional e proposta	52

Lista de abreviaturas e siglas

PA	<i>Power Amplifier</i> (Amplificador de Potência)
RF	Rádio Frequência
PAPR	Relação amplitude de pico e amplitude média
DPD	<i>Digital Pre-Distorter</i> (Pré-distorsor Digital)
MP	<i>Memory Polynomial</i>
EMP	<i>Envelope Memory Polynomial</i>
LUT	<i>Lookup Table</i>
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
PoD	<i>Post-distorter</i> (Pós-distorsor)
AM-AM	Modulação em Amplitude - Modulação em Amplitude
AM-PM	Modulação em Amplitude - Modulação em Fase
MMQ	Método dos Mínimos Quadrados
FIR	Resposta ao impulso finita
NMSE	<i>Normalized Mean Square Error</i> (Erro Quadrático Médio Normalizado)
PSD	<i>Power Spectral Density</i> (Densidade Espectral de Potência)
WCDMA	<i>Wide Band Code Division Multiple Access</i>

Sumário

1	INTRODUÇÃO	9
1.1	Motivação e Justificativa	9
1.2	Objetivos	10
1.3	Organização do Trabalho	11
2	EMBASAMENTO TEÓRICO	12
2.1	Amplificadores de Potência de Rádio Frequência	12
2.2	Linearização de PAs RF	15
2.2.1	Modelagem de PAs RF	16
2.2.2	O Comportamento Passa Banda do PA	18
2.3	A Técnica da Pré-Distorção Digital (<i>Digital Pre-Distortion</i>)	20
3	DESENVOLVIMENTO DO PROJETO	22
3.1	Os Modelos Comportamentais <i>Memory Polynomial</i> (MP) e <i>Envelope Memory Polynomial</i> (EMP)	22
3.2	Estruturas de Modelos Propostas	25
3.3	Implementação dos Modelos	28
3.4	Identificação de Modelos	30
3.4.1	Identificação dos Modelos com a Abordagem Tradicional	31
3.4.2	Identificação dos Modelos com a Abordagem Proposta	32
4	RESULTADOS	35
4.1	Estudo de Caso 1: Amplificador GaN com 1 Portadora	36
4.1.1	Validação das Estruturas dos Modelos	37
4.1.2	Análise da Técnica de Identificação Proposta	40
4.2	Estudo de Caso: Amplificador GaN com 2 Portadoras	42
4.2.1	Validação das Estruturas dos Modelos	43
4.2.2	Análise da Técnica de Identificação Proposta	46
4.3	Estudo de Caso: Amplificador LDMOS	48
4.3.1	Validação das Estruturas dos Modelos	49
4.3.2	Análise da Técnica de Identificação Proposta	52
5	CONCLUSÃO	55
	REFERÊNCIAS	57

1 INTRODUÇÃO

As gerações mais modernas dos sistemas de telecomunicações, que implementam tecnologias como a *Wideband Code Division Multiple Access* (WCDMA) e *Long Term Evolution* (LTE) [1], demandam altas taxas de transmissão de dados. Para tanto, sinais de rádio frequência (RF) com portadoras na faixa dos GHz são utilizados. Porém, a rápida evolução das redes de telecomunicações ao mesmo tempo que aumentou a quantidade de informação a ser transmitida, também restringiu a largura de banda disponível para a transmissão de dados, o que implica em sinais com portadoras em altas frequências (na faixa dos GHz), modulados por sinais com largura de banda na faixa dos MHz. Essa característica resulta em sinais com envoltórias variáveis o que faz com que esses sejam muito sensíveis as distorções geradas pelo amplificador de potência (PA) [2]. Os PAs são dispositivos de extrema importância para a rede de transmissão de sinais sem fio, pois são responsáveis por amplificar a potência do sinal de entrada para garantir que o sinal de saída tenha a potência de transmissão desejada. Eles estão localizados logo antes da antena de transmissão na cadeia de transmissão sem fio, como apresentado na Figura 1.

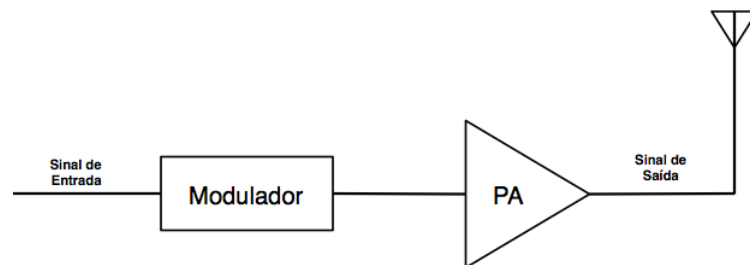


Figura 1 – Diagrama de blocos de uma rede de transmissão sem fio

1.1 Motivação e Justificativa

Além do PA ser responsável por amplificar a potência do sinal de entrada, ele também é o dispositivo que mais consome energia na rede e o que mais gera distorções no sinal, devido às suas características não lineares [3]. Portanto, para garantir que o sistema se mantenha confiável, é necessário que o PA seja linear ao mesmo tempo que desenvolva altas eficiências. Porém, devido a limitações do modo de operação do circuito físico do PA e da grande relação entre amplitude média e amplitude de pico (PAPR) dos sinais transmitidos, estas são duas características inversamente proporcionais para este dispositivo [4], [5], [6], [7], como é possível constatar pela característica de transferência de um PA apresentada na Figura 2.

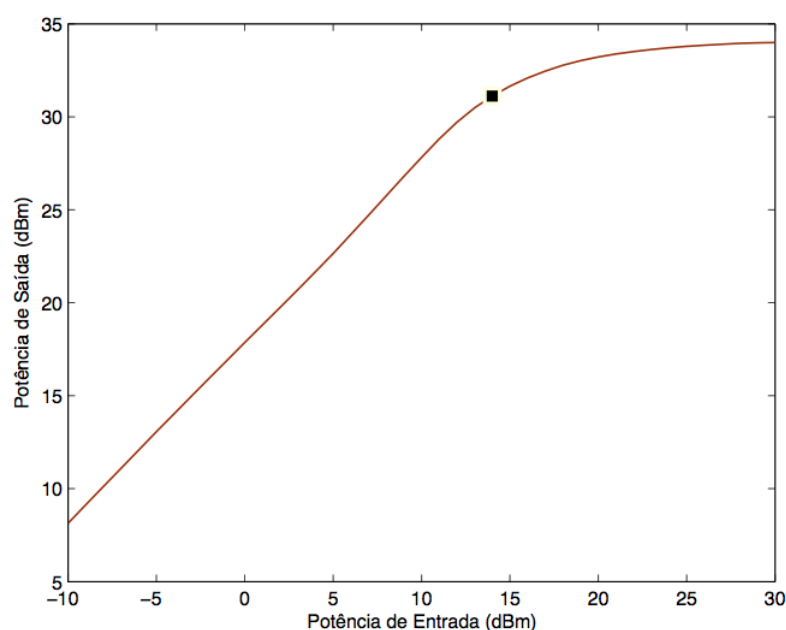


Figura 2 – Compromisso entre linearidade e eficiência de um PA observado a partir da característica de transferência do dispositivo

Para que o PA atue com maior eficiência é preciso, então, que ele esteja na sua zona não linear. Muitas técnicas que permitem linearizar o comportamento do PA têm sido propostas e estudadas, entre as quais a *feed-forward*, a *feed-back* e a pré-distorção [8]. A técnica de linearização mais promissora é a da Pré-Distorção Digital - *Digital Pre-Distorter* - (DPD) que implementa, em cascata com o PA, um circuito cuja característica não linear é igual ao inverso da do PA. Desta maneira, o sinal de entrada do PA é opostamente não linear ao comportamento do amplificador, o que garante que o sinal de saída seja linear ao mesmo tempo que permite ao PA atuar na região não linear e desenvolver maiores eficiências.

Para que esta técnica de linearização seja confiável, porém, é importante que o comportamento do PA seja bem conhecido e modelado, pois o DPD depende destas características. Além disso, é importante que o circuito do DPD seja capaz de modelar o PA de forma rápida e eficiente. Técnicas de modelagem comportamental que resultem em modelos matemáticos de baixa complexidade e grande exatidão incluem filtros polinomiais e redes neurais artificiais.

1.2 Objetivos

Neste trabalho serão discutidos modelos comportamentais que utilizam como base filtros polinomiais. Assim sendo, os objetivos principais deste trabalho consistem em analisar as estruturas de dois modelos comportamentais propostos na literatura, o modelo do *Memory Polynomial* [5] e o modelo do *Envelope Memory Polynomial* [6] assim como

propor duas estruturas, baseadas nestas já conhecidas, que melhorem o desempenho da modelagem em termos de precisão.

Além da estrutura do modelo, a identificação dos parâmetros também é muito importante para garantir que o comportamento do PA seja bem definido, quando a modelagem é feita com base em filtros polinomiais. A implementação mais otimizada dos modelos pode ser obtida com a implementação dos polinômios através de tabelas de busca (LUTs). Outro objetivo deste trabalho é propor um algoritmo que identifique os valores a serem armazenados nas LUTs dos modelos de maneira mais rápida e eficiente.

1.3 Organização do Trabalho

Este trabalho está organizado da seguinte maneira:

O Capítulo 2 fundamenta todo o embasamento teórico necessário para o desenvolvimento do trabalho. Na Seção 2.1 são apresentadas as características mais importantes dos PAs RF, como o cálculo do rendimento e uma breve descrição dos componentes que fazem parte do circuito do amplificador. A característica de transferência e o compromisso entre a linearidade e a eficiência do PA também são detalhados. A Seção 2.2 traz uma descrição mais aprofundada das técnicas de linearização, a Subseção 2.2.1 descreve o processo de modelagem de PAs e a Subseção 2.2.2 comenta sobre o comportamento passa-banda, particular do PA, e explica como este afeta a modelagem destes dispositivos. Para finalizar este capítulo, a Seção 2.3 descreve a técnica de linearização conhecida como DPD.

O Capítulo 3 relata o desenvolvimento do projeto. Na Seção 3.1, os modelos comportamentais *Memory Polynomial* e *Envelope Memory Polynomial* são apresentados e explicados de maneira específica. Já na Seção 3.2 são expostas as estruturas de modelos comportamentais propostas por este trabalho. A Seção 3.3 detalha o procedimento de implementação dos modelos com tabelas de busca (LUTs) e a Seção 3.4 explica os métodos utilizados para a identificação dos modelos, sendo a Subseção 3.4.1 responsável por explicar a abordagem de identificação de polinômios tradicional e a Subseção 3.4.2 a abordagem de identificação proposta.

O Capítulo 4 traz os resultados obtidos para três estudos de caso. A introdução deste capítulo explica o processo realizado para a obtenção e análise dos sinais de erros. As Seções 4.1, 4.2 e 4.3 fazem uma comparação entre os valores obtidos para os dados observados e simulados para cada um dos PAs estudados. Por fim, o Capítulo 5 faz uma conclusão de todo o projeto apresentado.

2 EMBASAMENTO TEÓRICO

Amplificadores de potência (PAs) são dispositivos analógicos cujo principal objetivo é amplificar a potência do sinal de entrada para que o sinal de saída tenha maior energia para poder ser transmitido. PAs são circuitos analógicos nos quais o transistor é o principal componente. Transistores de efeito de campo, bipolares e até mesmo topologias mais modernas, como os de alta mobilidade de elétrons, podem ser utilizados em circuitos amplificadores de potência. Como estão inseridos dentro de um circuito mais complexo, além das limitações físicas do próprio circuito do PA, interferências externas também causam danos ao sinal que está sendo enviado.

Para que fique claro quais são estas limitações e como estas interferem no sinal que será transmitido, neste capítulo serão discutidas as principais características do funcionamento de um PA. Técnicas de modelagem e linearização, que permitem uma transmissão de sinal com menos distorções e mais eficiente, também serão apresentadas.

2.1 Amplificadores de Potência de Rádio Frequência

PAs são dispositivos analógicos projetados para fornecer a maior potência possível para uma carga [3]. Estão presentes em sistemas de transmissão sem fio que utilizam equipamentos de rádio frequência (RF) para transmitir grandes quantidades de dados de um ponto a outro. O PA é um dos elementos mais importantes da cadeia de transmissão, pois deve garantir que toda a informação necessária está sendo transmitida sem distorções. Nos padrões de telecomunicações implementados atualmente o PA está inserido em circuitos que transmitem frequências RF (entre 3 kHz e 300 GHz), e, por isso, também pode ser denominado de PA RF [9].

O principal componente do PA RF é o transistor, cuja função é a de amplificar a potência do sinal de entrada do circuito, proveniente de estágios anteriores. Neste processo, energias de fontes de alimentação em corrente contínua (CC) são convertidas em energia em corrente alternada (CA). Portanto, para garantir que o sinal de saída tenha a máxima potência possível, o PA deve ser de alta eficiência, ou seja, a relação entre a potência que é entregue à carga pelo PA (P_{OUT}) e a potência da fonte de alimentação CC (P_{CC}) deve ser a mais alta possível. O rendimento do PA pode ser definido como:

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{CC}} \quad (2.1)$$

Já que os componentes que formam o PA e o ambiente em que este está instalado

não são ideais, a eficiência idealizada de 100% nunca será atingida. Além do transistor, o circuito do PA é ainda formado por duas redes de casamento de impedância, uma de entrada e outra de saída, que têm por função modelar a característica de transferência do PA, e por um circuito de polarização CC, responsável por fornecer corrente e tensão desejadas para o transistor. Tanto as redes de casamento de impedância, quanto o circuito de polarização CC, são compostos por capacitores e indutores, ou seja, dispositivos que apresentam efeitos dinâmicos (também chamados de efeitos de memória) no circuito. A Figura 3 apresenta um circuito simplificado de um PA RF.

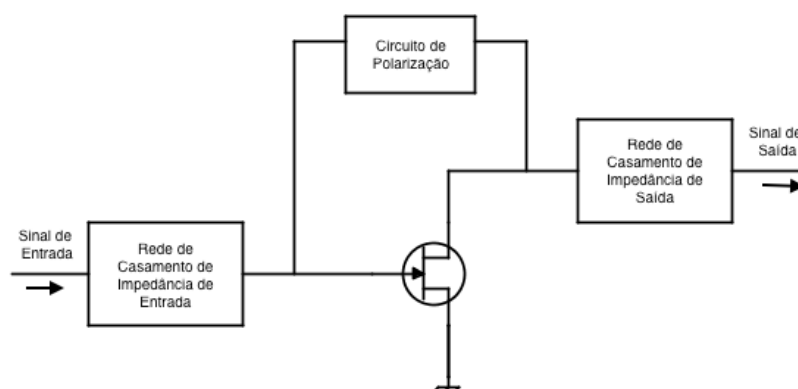


Figura 3 – Exemplo de um circuito simplificado de PA RF

Tipicamente, a eficiência de um PA está diretamente relacionada ao aumento da potência de saída. Portanto, quanto maior a potência de saída do PA, maior será o seu rendimento. Toda potência que não é utilizada para amplificação é dissipada em forma de calor, o que pode resultar em maiores custos de projeto, uma vez que altas temperaturas prejudicam o funcionamento dos dispositivos eletrônicos. Assim sendo, é de extrema importância para o projeto da rede de telecomunicações que o PA RF seja o mais eficiente possível.

Outra característica importante, e que sempre deve ser estudada, é a característica de transferência dos PAs. Esta apresenta a relação entre a potência de saída e a potência de entrada do dispositivo, em dBm, o que permite avaliar o comportamento do PA que está sendo implementado. A Figura 4 exemplifica a característica de transferência de um PA.

Analisando a Figura 4 constata-se que a característica de transferência de um PA não é linear para todos os valores de potência. O ponto de inflexão da curva é conhecido como ponto de compressão de 1 dB e representa o momento em que o ganho do amplificador reduz exatamente 1 dB em relação ao ganho obtido em baixas potências. Após esse ponto, a potência de saída aumenta cada vez mais lentamente em função da potência de entrada, até o momento em que o transistor atinge o ponto de saturação. A partir de então, a potência de saída não aumenta mais com o aumento da potência de entrada e, então, o rendimento

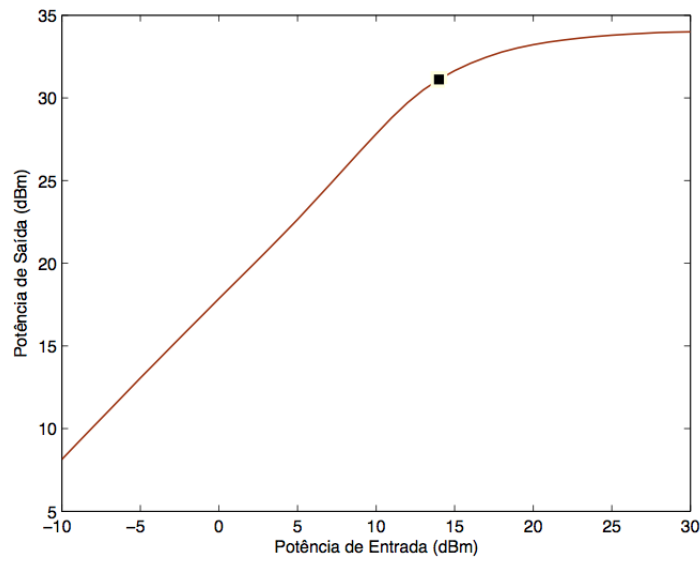


Figura 4 – Característica de transferência de um PA RF.

do PA começa a cair.

Para o caso de um PA linear, a função de transferência respeita, para todo valor de P_{in} e P_{out} , o princípio da homogeneidade e da sobreposição, isto é, dada uma função de transferência $y(t) = F[x(t)]$, se [10], [11] :

$$x(t) = k_1 \cdot x_1(t) + k_2 \cdot x_2(t) \quad (2.2)$$

onde k_1 e k_2 são constantes quaisquer, então:

$$y(t) = F[x(t)] = k_1 \cdot y_1(t) + k_2 \cdot y_2(t) \quad (2.3)$$

onde

$$y_1(t) = F[x_1(t)] \text{ e } y_2(t) = F[x_2(t)] \quad (2.4)$$

Assim, a função de transferência de um PA linear seria uma reta. Porém, como observado na Figura 4, os PAs implementados não são lineares e apresentam um grande compromisso entre a linearidade e a eficiência alcançadas pelo dispositivo. Esta característica é justificada pelas não linearidades impostas, principalmente, pela compressão e saturação dos dispositivos ativos que compõem o circuito analógico do PA. Adicionalmente, o efeito de memória ocasionado pelos capacitores e indutores das redes de casamento de impedância e de polarização também são distorções que prejudicam a amplificação do sinal.

A exigência pela conservação do sinal transmitido impulsionou o estudo e o desenvolvimento de técnicas que permitissem ao PA operar de forma linear e ao mesmo tempo com eficiências mais altas. Estas técnicas são conhecidas como técnicas de linearização e serão discutidas e detalhadas na próxima seção.

2.2 Linearização de PAs RF

Como detalhado na seção anterior, a relação entre linearidade e eficiência é inversamente proporcional nos PAs. Baixa eficiência significa grande dissipação de calor, o que interfere diretamente na vida útil da bateria dos dispositivos móveis e no custo das estações rádio base. Portanto, do ponto de vista econômico, é importante que o PA desenvolva altas eficiências. Já a linearidade é fundamental para a transmissão dos dados, pois está relacionada à capacidade do amplificador de reproduzir o sinal de entrada da forma mais fiel possível, porém com maiores potências. Durante o projeto físico do PA, algumas escolhas podem contribuir para um melhor compromisso entre linearidade e eficiência, entre elas:

- Classe de operação do PA: o circuito do PA deve ser projetado de acordo com as características de operação desejadas. Dentre as classes disponíveis (A, B, AB, C, D, E, F, etc), a operação em classe A é a mais linear de todas, apesar de ser a mais ineficiente;
- Arquitetura do circuito: ajustes no circuito físico também podem tornar o PA mais linear. Apesar de aumentar a complexidade do circuito, algumas arquiteturas mais sofisticadas podem ser encontradas na literatura, como é o caso do circuito amplificador de Doherty [7] e o *Envelope Tracking* [12].

Entretanto, para atingir simultaneamente alta eficiência e alta linearidade, incluir uma técnica de linearização, como a baseada na pré-distorção, é uma alternativa que tem sido muito empregada [4], [2], [13], [8]. Essa técnica envolve adicionar um circuito (analógico ou digital) que possui uma função de transferência oposta à do PA a ser linearizado. Assim, o sinal de saída se torna linear mesmo que o PA esteja operando fora da região linear, já que o sinal de entrada é distorcido, com as características não lineares exatamente opostas, pelo circuito de pré-distorção antes de ingressar no PA, o que garante ao circuito desenvolver maiores eficiências.

A técnica da Pré-distorção Digital (DPD - *Digital Predistortion*) consiste em fazer com que o sinal de entrada passe por um processo não linear cuja função de transferência seja complementar à do PA. Dessa forma, quando os circuitos do DPD e o do PA são colocados em cascata, eles geram um ganho global do circuito linear [2]. O projeto do DPD está

diretamente associado ao comportamento do PA, portanto, a modelagem comportamental do circuito do PA deve ser realizada de forma exata. Este trabalho se dedica ao estudo de técnicas de modelagem comportamentais com base em filtros polinomiais, porém, outros métodos também podem ser implementados com o mesmo objetivo de modelagem, como é o caso das redes neurais artificiais.

2.2.1 Modelagem de PAs RF

A restrição de larguras de banda disponíveis para transmissão de sinal exige que as redes de telecomunicação transmitam grandes taxas de dados em estreitas faixas de frequência. Para garantir a conservação da informação, o sinal que será enviado deve ser modulado em fase e em amplitude antes de ser transmitido. Isso significa que o PA estará sujeito a amplificar sinais RF cuja portadora é modulada por um sinal de envoltória com amplitude variável e com altas taxas de variação entre amplitude de pico e amplitude média (PAPR) [14].

Considerando as restrições impostas sobre o sistema de comunicação, para que o PA RF amplifique eficientemente e, ao mesmo tempo, atue sobre a região linear, é necessário empregar alguma técnica de linearização, que exige um modelo computacional do PA estudado. As técnicas de modelagem de circuitos eletrônicos podem ser divididas em dois grandes grupos:

- *Modelagem Física:* Este tipo de modelagem requer um conhecimento detalhado, tanto sobre todos os componentes eletrônicos que fazem parte do circuito do PA, quanto sobre o comportamento destes dispositivos. Devido à riqueza de detalhes e do conhecimento das particularidades do circuito de cada PA modelado, esta técnica é a que melhor representa o amplificador. Porém, toda essa complexidade faz com que este seja, também, o modelo computacionalmente mais complexo disponível.
- *Modelagem Comportamental:* Este tipo de modelagem exige pouco ou nenhum conhecimento sobre o circuito físico do PA e se baseia em observações do comportamento de entrada e saída do dispositivo analisado. O PA é, então, modelado a partir de equações matemáticas que simulam o comportamento de entrada e saída previamente observado. Apesar desta técnica ser limitada ao PA que está sendo modelado, já que o comportamento entrada-saída varia muito de um circuito para o outro, por ser um modelo de baixa complexidade apresenta a grande vantagem de ser mais fácil de ser simulado pelo computador.

Para o projeto do DPD, não é necessário o conhecimento do circuito físico do PA e, como o comportamento do DPD depende do comportamento do amplificador que se deseja linearizar, a técnica de modelagem abordada por este trabalho é a de modelagem

comportamental. Além das não linearidades impostas pelo próprio circuito de amplificação, outro tipo de efeito que interfere no sinal de saída do PA são os efeitos de memória. Dependendo do circuito que está sendo modelado, duas classificações são possíveis:

- Sistemas sem memória: o sinal de saída ($y(t)$) instantâneo desses sistemas é função somente do sinal de entrada ($x(t)$) instantâneo. A resposta em frequência desse tipo de sistema é uniforme;
- Sistemas com memória: o sinal de saída ($y(t)$) instantâneo desses sistemas é função não somente do sinal de entrada instantâneo ($x(t)$), mas também do sinal de entrada referente a instantes passados ($x(t-1)$, $x(t-2)$, $x(t-3)$...). A resposta em frequência desse sistema sofre alterações que não podem ser negligenciadas.

O diagrama de blocos da Figura 5 exemplifica a técnica da modelagem comportamental. Um modelo de equações matemáticas é submetido ao mesmo sinal de entrada que o PA ($x(t)$), e os coeficientes do modelo são ajustados de acordo com o erro entre o sinal de saída real do PA ($y_{real}(t)$) e o simulado ($y_{sim}(t)$) pelo modelo. Para encontrar os coeficientes dos modelos, são realizadas otimizações com o objetivo de minimizar o erro. Quando o erro mínimo é encontrado o modelo está otimizado e pode ser implementado para fins de linearização.

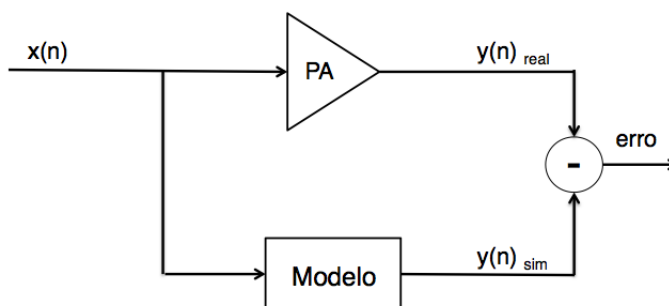


Figura 5 – Representação da modelagem comportamental de PA RF

Vários métodos podem ser utilizados para elaborar um modelo matemático comportamental apropriado para um PA, entre os mais amplamente utilizados estão os filtros polinomiais e as redes neurais artificiais (ANN). Ambas as técnicas são confiáveis e podem ser implementadas para modelar qualquer tipo de PA. A primeira abordagem tem a vantagem de ser linear nos coeficientes, já a vantagem da segunda é que esta abordagem pode se adaptar melhor em cenários de extrapolação. Este trabalho aborda a primeira técnica de modelagem comportamental e foca em modelos que implementam simplificações da série de Volterra, uma combinação de uma convolução linear e uma série de potências [15]. A escolha por estudar modelos polinomiais foi feita por conta da

simplicidade computacional deste tipo de modelo, quando comparada com os modelos que utilizam rede neurais artificiais.

As redes de casamento de impedância, observadas na Figura 3, são projetadas para que a transferência de potência seja máxima na faixa de frequência de operação do PA. O circuito de casamento de impedância de saída tem como objetivo entregar a maior potência possível para a carga e o de entrada é responsável por adaptar as impedâncias de entrada (da fonte e do transistor) de forma a não gerar interferências na entrada do circuito. Estas redes de casamento de impedância são também responsáveis pelo comportamento passa banda do PA, pois permitem que somente entradas passa banda possam produzir uma saída mensurável no circuito [4]. O comportamento passa banda influencia de forma relevante na modelagem do PA, e, portanto será detalhado na seção a seguir.

2.2.2 O Comportamento Passa Banda do PA

As redes de telecomunicações transmitem dados a partir de um sinal RF, com frequência na ordem dos GHz, modulado por uma envoltória complexa com largura de banda na faixa dos MHz. Como a largura de banda desses sinais é muito menor do que a frequência central, eles são classificados como sinais passa banda. O sinal de entrada $x(t)$ pode ser escrito matematicamente como:

$$x(t) = \Re[\tilde{x}(t) \cdot e^{j\omega_c t}] = |\tilde{x}(t)| \cos[\omega_c t + \theta_t] \quad (2.5)$$

onde ω_c é a frequência central da portadora, θ_t é o ângulo de fase da envoltória complexa de entrada, t é o instante de tempo atual e \tilde{x} é o valor complexo da envoltória de entrada. Então, o sinal de saída do PA pode ser escrito como:

$$y(t) = \Re[\tilde{y}(t) \cdot e^{j\omega_c t}] = |\tilde{y}(t)| \cdot \cos[\omega_c t + \varphi_t + \theta_t] \quad (2.6)$$

onde φ_t é a diferença entre as fases das envoltórias complexas de saída e de entrada. A Figura 6 representa os sinais de entrada e saída para um modelo de PA passa banda. O espalhamento do espectro, observado na resposta de saída, é causado pelas não linearidades do circuito do PA.

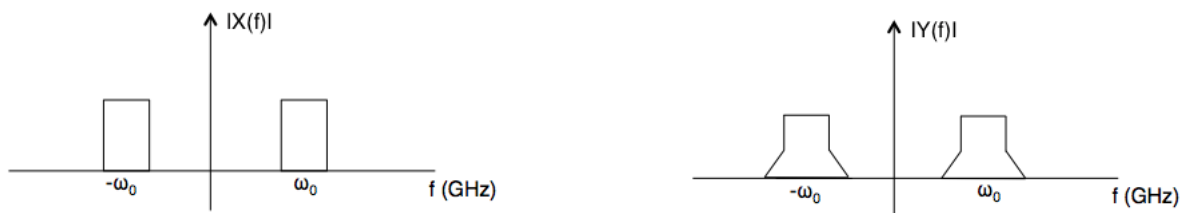


Figura 6 – Exemplo dos sinais de entrada e saída do PA RF

É importante ressaltar que o sinal que é aplicado sobre o PA é uma amostra de um sinal analógico e, portanto, deve seguir o Teorema da Amostragem, ou Teorema de Nyquist [3], [10]. Esse teorema afirma que um sinal amostrado e limitado em banda pode ser completamente recuperado a partir de um número de amostras igualmente espaçadas no tempo, se a taxa de amostragem for maior do que $2 \cdot F$, onde F é a maior frequência do sinal. Já que a frequência da portadora, no caso de sinais RF, é da ordem de GHz, a frequência de amostragem, neste caso, teria que ser muito alta, assim como o número de amostras passadas para modelar o efeito de memória causado pelos dispositivos passivos do circuito, o que torna este tipo de modelo mais complicado e complexo computacionalmente.

Se for possível considerar o modelo do PA como um polinômio do tipo $y(t) = \sum_{p=0}^P b_p \cdot x^p(t)$ e, tomando como exemplo um polinômio de terceira ordem, ou seja, $P = 3$ e $x(t)$ for igual a 2.5, então, a resposta do PA será igual à:

$$y(t) = b_0 + \frac{1}{2}b_2 |\tilde{x}(t)|^2 + \left[b_1 |\tilde{x}(t)| + \frac{3}{4}b_3 |\tilde{x}(t)|^3 \right] \cdot \cos[\omega_c t + \theta_t] + \frac{1}{2}b_2 |\tilde{x}(t)|^2 \cdot \cos[2\omega_c t + 2\theta_t] + \frac{1}{4}b_3 |\tilde{x}(t)|^3 \cdot \cos[3\omega_c t + 3\theta_t] \quad (2.7)$$

A componente CC da equação 2.7 é bloqueada pelo capacitor da rede de casamento de impedância de saída. Já as harmônicas de segunda e terceira ordens são filtradas na saída do PA. Assim, da equação 2.7, o único termo que influencia na saída do PA é:

$$y(t) = \left[b_1 |\tilde{x}(t)| + \frac{3}{4} \cdot b_3 |\tilde{x}(t)|^3 \right] \cdot \cos[\omega t + \theta_t] \quad (2.8)$$

A envoltória do sinal de saída pode então ser escrita como:

$$\tilde{y} = \left[b_1 \tilde{x} + \frac{3}{4} \cdot b_3 \tilde{x} |\tilde{x}|^2 \right] \quad (2.9)$$

O modelo detalhado em 2.9 é classificado como equivalente passa baixas, pois a resposta do sinal não depende da frequência da portadora. Portanto, para garantir que somente contribuições dentro da banda passante sejam geradas, é importante garantir que o valor escalar multiplicando o ω_c seja sempre unitário. Outra vantagem deste tipo de modelo é que a frequência de amostragem é muito mais baixa do que a do modelo passa banda. Logo, poucas amostras de instantes passados são necessárias para garantir a precisão do modelo. A Figura 7 ilustra os diferentes sinais a que o PA é submetido nos modelos passa banda e passa baixas.

Por apresentarem baixa complexidade computacional, esses modelos passa baixas são os mais comuns de serem adotados. Portanto, durante todo o desenvolvimento deste trabalho, todos os modelos apresentados e estudados serão considerados como modelos passa baixas do PA.

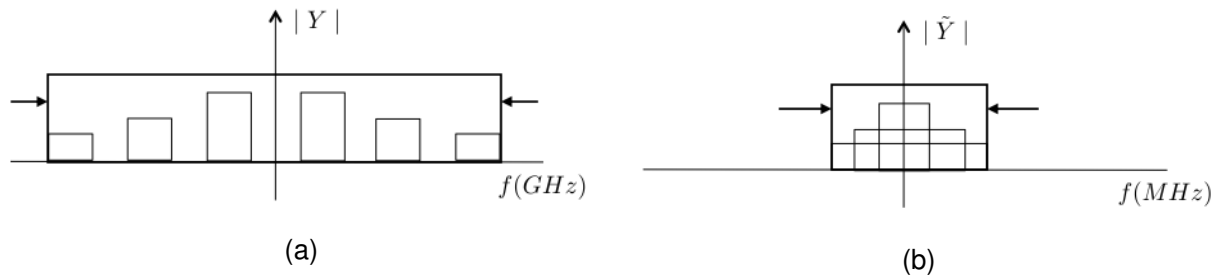


Figura 7 – Exemplo de sinais passa banda (a) e equivalente passa baixas (b)

2.3 A Técnica da Pré-Distorção Digital (*Digital Pre-Distortion*)

A técnica da pré-distorção digital (DPD) é amplamente utilizada para superar os efeitos de não linearidade dos PAs e, conseqüentemente, melhorar a eficiência do dispositivo [2]. O método de linearização do DPD consiste em fazer com que o sinal de entrada sofra uma distorção exatamente oposta a não linearidade observada no PA de forma a complementar as distorções impostas pelo circuito do amplificador [8] e fazer com que o ganho do sinal de saída seja linear, como ilustra a Figura 8.

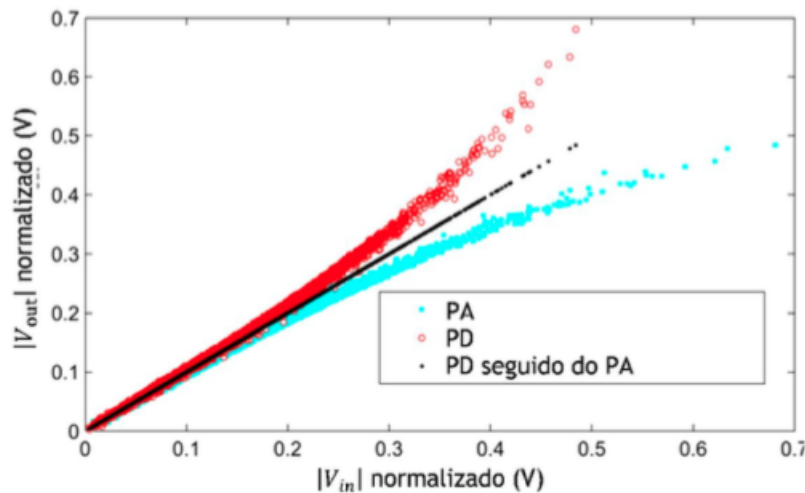


Figura 8 – Características inversas do DPD e do PA [16]

Diversos algoritmos corretivos, que relacionam os sinais de entrada e saída do PA, podem ser implementados em um DPD para atenuar as distorções causadas pelo PA. A escolha do modelo a ser utilizado requer conhecimento, tanto do sinal de entrada do circuito quanto do PA que será linearizado. Entre os modelos mais comuns estão os baseados em polinômios com memória, os baseados nos algoritmos de Wiener e Hammerstein e os que utilizam redes neurais artificiais [2].

Na conexão em cascata, a característica inversa pode, em princípio, estar localizada

tanto antes (pré-distorsor) como depois (pós-distorsor) do PA. Como a potência de entrada do PA é muito mais baixa do que a de saída, o circuito do linearizador está sempre localizado antes do PA [10]. Assim o sinal de saída do DPD se torna o sinal de entrada do PA. Os parâmetros do DPD podem ser obtidos a partir da modelagem do PA (como detalhado na Seção 2.2.1). Neste caso, a função do DPD é a inversa da do PA. Outra maneira de caracterizar o DPD é pelo método da aprendizagem indireta, que consiste em manter o circuito do DPD em série com o do PA e utilizar um circuito auxiliar, implementado depois do PA, cujo sinal de entrada é igual ao de saída do PA. Esse circuito é conhecido como *post-distorter* (PoD) e está apresentado na Figura 9 [13].

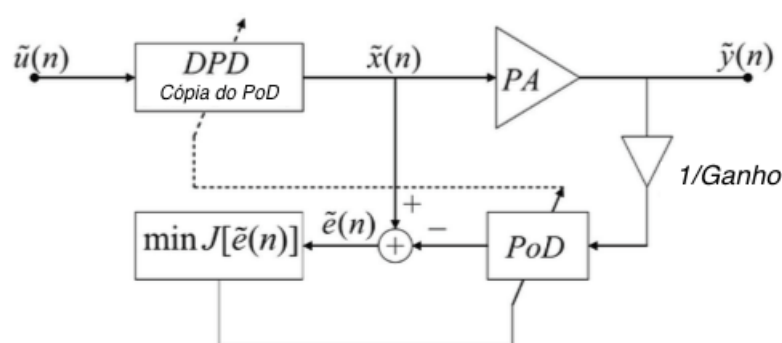


Figura 9 – Diagrama de blocos do DPD utilizando um PoD
[4]

Para o desenvolvimento deste trabalho, o circuito do DPD será especificado a partir da técnica de modelagem do PA. Nos próximos capítulos, serão detalhados os procedimentos e modelos utilizados por esse trabalho.

3 DESENVOLVIMENTO DO PROJETO

Modelos comportamentais, geralmente, são elaborados com base nas curvas de modulação em amplitude-modulação em amplitude (AM-AM) e modulação em amplitude-modulação em fase (AM-PM) do PA e o ganho do amplificador é aproximado como uma função polinomial complexa da potência de entrada [5]. As grandes taxas de dados a serem transmitidas pelos sistemas de telecomunicações exigem que sinais de banda larga sejam utilizados. Porém, este tipo de sinal provoca no PA efeitos de memória, devido aos tempos de carga e descarga dos capacitores e indutores que formam o circuito de amplificação, o que causa distorções ao sinal amplificado. Além disso, efeitos não lineares, causados por conta da compressão de ganho e da saturação do transistor, também causam limitações no desempenho do sistema. Portanto, modelos que compensem tanto as não linearidades quanto os efeitos de memória e, ao mesmo tempo, permitam que o PA desenvolva uma alta eficiência são indispensáveis para o projeto de estações rádio base de alto desempenho [6].

Diversas técnicas já foram utilizadas para modelar estas características do circuito de amplificação do PA, entre elas a modelagem com funções polinomiais [17]. Duas topologias encontradas na literatura capazes de atingir modelos eficientes de PAs são conhecidas como o modelo *Memory Polynomial* (MP) [5] e o modelo *Envelope Memory Polynomial* (EMP) [6]. Este capítulo, além de detalhar ambos os modelos, também apresentará duas estruturas propostas com o intuito de melhorar o desempenho de modelagem destas estruturas. Além das estruturas dos modelos, outra característica importante da técnica de modelagem é o método de identificação dos polinômios implementados. Isso porque esta etapa da modelagem impacta no tempo de processamento do modelo, o que impacta na eficiência da modelagem. Portanto, este trabalho também propõe uma abordagem diferente para a identificação dos parâmetros dos modelos de PAs. A implementação destes modelos também será abordada por este capítulo.

3.1 Os Modelos Comportamentais *Memory Polynomial* (MP) e *Envelope Memory Polynomial* (EMP)

Como detalhado no Capítulo 1, PAs RF são dispositivos não lineares que sofrem com efeitos de memória devido aos sinais de banda larga aos quais são submetidos e não linearidades impostas pelo circuito interno do amplificador. Sistemas deste tipo podem ser

representados matematicamente pela Série de Volterra:

$$\begin{aligned} \tilde{y}(t) = & \sum_{p=1}^P \sum_{m_1=0}^M \sum_{m_2=m_1}^M \cdots \sum_{m_p=m_{p-1}}^M \sum_{m_{p+1}=0}^M \sum_{m_{p+2}=m_{p+1}}^M \cdots \sum_{m_{2p-1}=m_{2p-2}}^M \\ & \times \tilde{h}_{2p-1}(m_1, m_2, \dots, m_{2p-1}) \prod_{i_1=1}^p \tilde{x}(n - m_{i_1}) \prod_{i_2=p+1}^{2p-1} \tilde{x}^*(n - m_{i_2}) \end{aligned} \quad (3.1)$$

onde $\tilde{h}_{2p-1}(m_1, m_2, \dots, m_{2p-1})$ são os parâmetros do modelo equivalente passa-baixas para a série de Volterra, P é a ordem do polinômio e M é a quantidade de memória que será utilizada para definir o modelo [4].

Uma característica importante da série de Volterra é que ela é linear nos parâmetros, o que permite obter os valores dos parâmetros do polinômio a partir de um sistema de identificação linear, como é o caso do Método dos Mínimos Quadrados (MMQ) [4]. Entretanto, o número de parâmetros da série de Volterra aumenta muito, tanto com a ordem do polinômio, quanto com a quantidade de termos de memória que serão considerados para o modelo, o que implica em modelos computacionais mais complexos de serem resolvidos. Para que a série de Volterra seja utilizada, mesmo com polinômios de alto grau e com muitos termos de memória, alguns modelos comportamentais propostos pela literatura aplicam uma simplificação desta série matemática, como é o caso do modelo comportamental descrito em [5], o *Memory Polynomial* (MP).

O modelo MP pode ser descrito como uma extensão do modelo polinomial que inclui os termos de memória com uma série de Volterra reduzida. Neste caso, somente produtos de valores obtidos no mesmo instante de tempo são considerados. Então, matematicamente, o modelo MP pode ser descrito por:

$$\tilde{y}(n) = \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M \tilde{b}_{mp} \tilde{x}(n - m) | \tilde{x}(n - m) |^{(p-1)} \quad (3.2)$$

onde M é a quantidade de amostras de memórias, P é a ordem do polinômio, n indica o instante atual e \tilde{b}_{mp} são os parâmetros do modelo MP. Neste caso, todos os polinômios que compõem o modelo têm a mesma ordem [5].

Algumas características do modelo MP incluem o fato de que esse está baseado em multiplicações de sinais sempre em um mesmo instante de tempo, por exemplo, $\tilde{x}(n) | \tilde{x}(n) |$, $\tilde{x}(n - 1) | \tilde{x}(n - 1) |$, e também que, como este modelo depende de informações passadas da fase da envoltória do sinal de entrada, ele também é capaz de modelar fenômenos que dependem da variação da fase do sinal de envoltória de entrada, as chamadas conversões *PM-to-AM* (*phase modulation to amplitude modulation*) e *PM-to-PM* (*phase modulation to phase modulation*). A Figura 10 apresenta um diagrama de blocos do modelo MP.

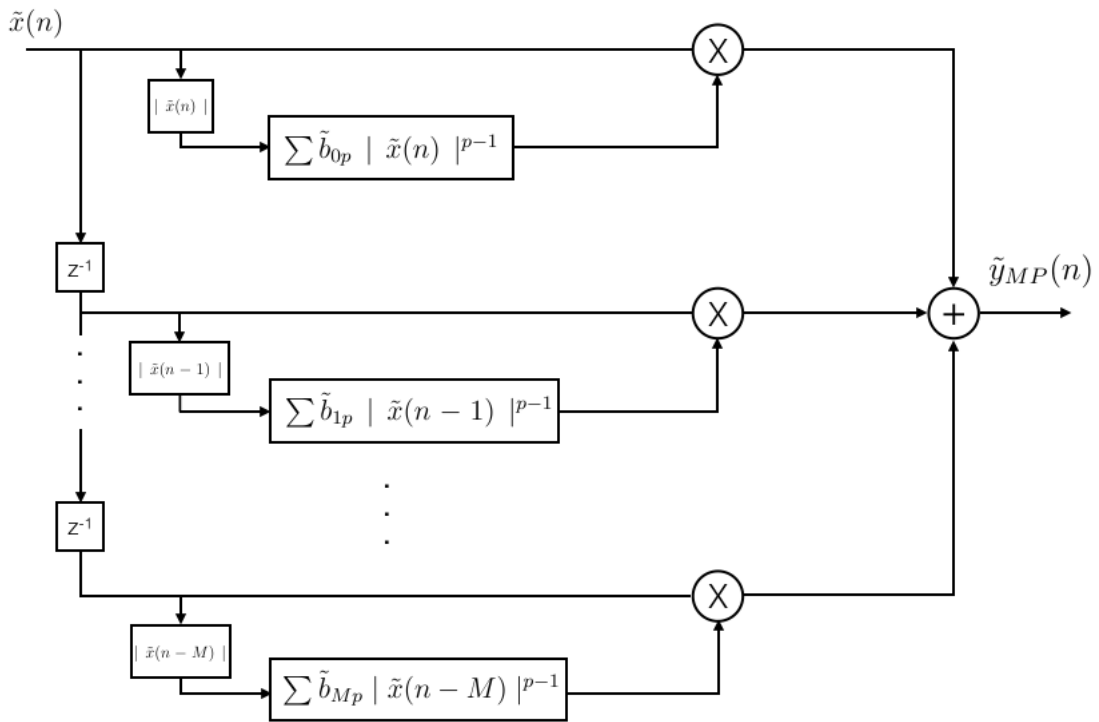


Figura 10 – Diagrama de blocos do modelo MP

Outra estrutura encontrada na literatura e que tem como objetivo fornecer um modelo de PA foi descrita em [6], e é conhecido como *Envelope Memory Polynomial* (EMP). A principal diferença entre os dois modelos é que o EMP propõe que sejam utilizadas somente amostras passadas da magnitude do sinal de entrada complexo do PA para deduzir o modelo do amplificador. Portanto, o EMP não usa as informações de fase de entrada em instantes passados para obter a saída do modelo no instante atual, mas sim a envoltória complexa do instante atual do sinal. Matematicamente, o modelo EMP pode ser descrito por:

$$\tilde{y}(n) = \tilde{x}(n) \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M \tilde{b}_{mp} |\tilde{x}(n-m)|^{(p-1)} \quad (3.3)$$

onde P é a ordem do polinômio, M é a profundidade de memória escolhida para o polinômio e \tilde{b}_{mp} são os parâmetros do modelo.

Além de só depender da envoltória complexa do sinal de entrada do PA no instante atual, o modelo EMP também é baseado em soma de produtos que envolvem um ou dois instantes de tempo distintos, como por exemplo, $\tilde{x}(n) |\tilde{x}(n-1)|$, ou seja, para este modelo, um ganho complexo é calculado usando a magnitude das amostras de entrada $\tilde{x}(n) \cdots \tilde{x}(n-m)$. Este valor é, então, aplicado sobre o próprio sinal de entrada $\tilde{x}(n)$ para que amostras complexas de banda base do sinal de saída sejam geradas. O diagrama de blocos que descreve o modelo EMP está apresentado na Figura 11.

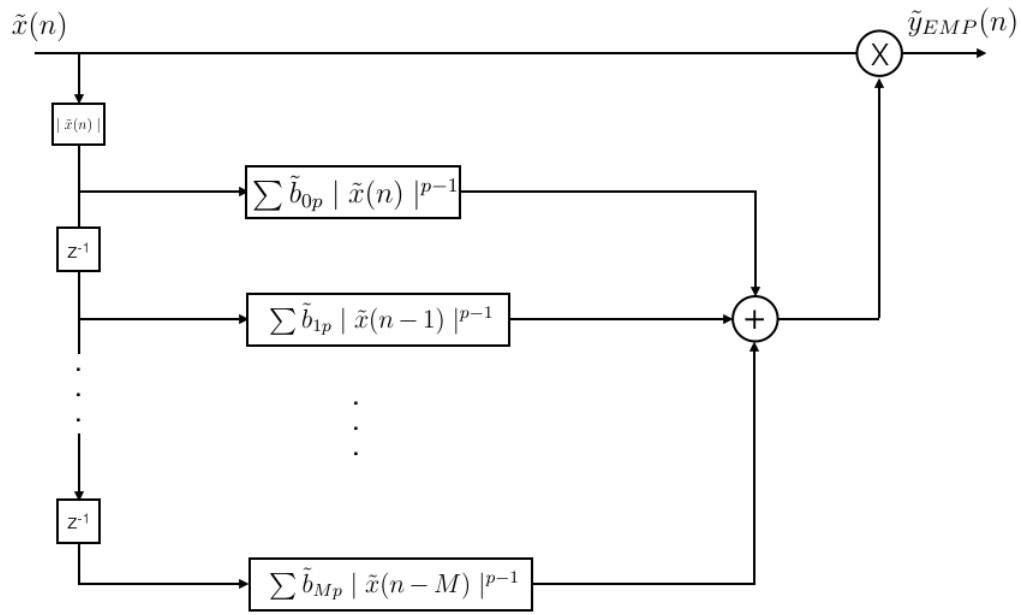


Figura 11 – Diagrama de blocos do modelo EMP

3.2 Estruturas de Modelos Propostas

Ambos os modelos detalhados na Seção 3.1 utilizam filtros polinomiais para modelar o comportamento do PA. O modelo MP é capaz de modelar distorções relacionadas à variação de fase do sinal de entrada, pois depende de informações passadas da fase da envoltória deste sinal. Já o EMP não faz este tipo de modelagem, pois somente depende do valor da envoltória do sinal de entrada. Entretanto, o modelo EMP pode depender de até dois instantes de tempos distintos como, por exemplo, $\tilde{x}(n) \mid \tilde{x}(n-1) \mid$, enquanto que o modelo MP se baseia em produtos que envolvem somente um instante de tempo como, por exemplo, $\tilde{x}(n-1) \mid \tilde{x}(n-1) \mid$. O custo-benefício entre precisão de modelagem e complexidade computacional, ou seja, a quantidade de coeficientes do polinômio para cada um destes modelos depende tanto do PA modelado quanto dos sinais de entrada do amplificador.

Com o intuito de combinar as vantagens dos modelos MP e EMP, duas abordagens de modelagem comportamental de PAs serão propostas por este trabalho. O resultado esperado com estes modelos é que a relação custo-benefício seja melhorada com relação às aproximações anteriores. O modelo Proposto 1, pode ser descrito com a seguinte equação:

$$\tilde{y}(n) = \left[\sum_{m=0}^M \tilde{a}_{m+1} \tilde{x}(n-m) \right] \cdot \left[\sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M \tilde{b}_{pm} \mid \tilde{x}(n-m) \mid^{p-1} \right] \quad (3.4)$$

onde \tilde{a}_{m+1} e \tilde{b}_{mp} são os coeficientes do modelo.

Apesar de não linear nos parâmetros, o modelo Proposto 1 pode se tornar linear, caso os coeficientes \tilde{a}_{m+1} sejam conhecidos. Este modelo pode depender de um ou até dois instantes de tempo distintos para calcular o valor de saída do PA. O diagrama de blocos da Figura 12 detalha o funcionamento deste primeiro modelo proposto.

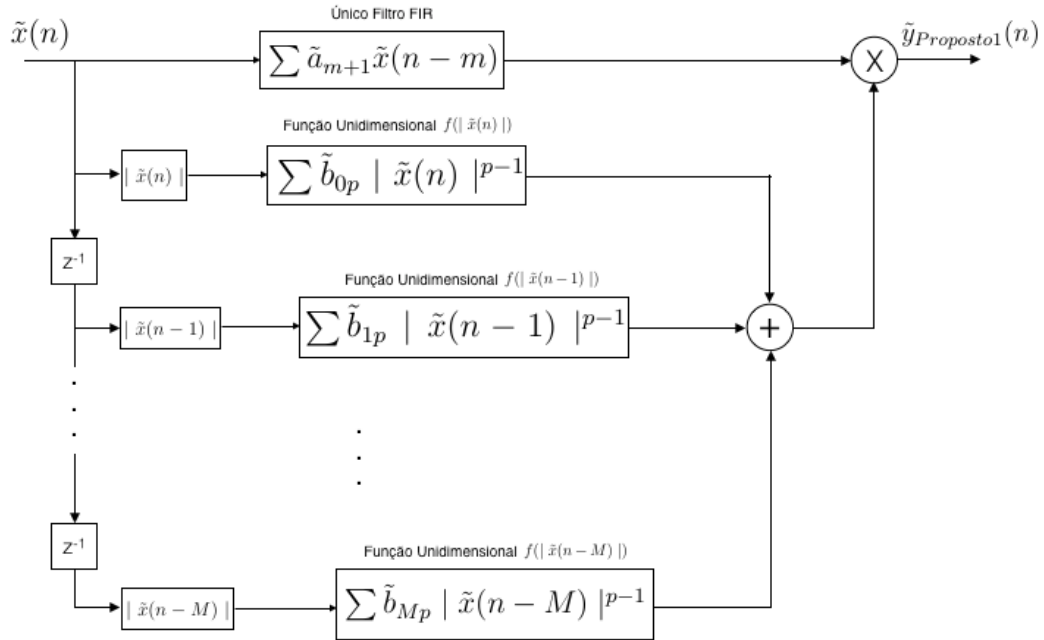


Figura 12 – Diagrama de blocos do modelo Proposto 1

É possível descrever o comportamento do modelo Proposto 1 como um produto entre filtros digitais de resposta ao impulso finita e funções unidimensionais. Filtros digitais de resposta ao impulso finita, ou filtros FIR, são circuitos com memória finita, ou seja, nos quais os sinais transitórios têm duração limitada e cujos sinais de entrada e saída se relacionam da seguinte forma:

$$y_{FIR}(n) = \sum_{i=0}^N a_i \cdot x_{FIR}(n-i) \quad (3.5)$$

onde N é a ordem do filtro, i é a quantidade de amostras disponíveis, a_i é o coeficiente do filtro e $x_{FIR}(n)$ e $y_{FIR}(n)$ são os sinais de entrada e saída do filtro, respectivamente.

Tanto o modelo Proposto 1 quanto as estruturas previamente apresentadas, MP e EMP, utilizam $(M+1)$ funções unidimensionais para obter o modelo. As incógnitas das funções unidimensionais (1D) são as amplitudes da envoltória de entrada. Isso significa que existem $(M+1)$ funções 1D no modelo Proposto 1, descrito em 3.4, e que cada uma dessas funções dependem das amplitudes de entrada em um determinado instante de tempo, $(n-m)$ - onde m varia de 0 a M .

A diferença entre eles está no fator multiplicador dessas funções. No caso do MP, cada função é multiplicada pela envoltória complexa de entrada no mesmo instante de tempo do qual depende a função unidimensional ($\tilde{x}(n-m) | \tilde{x}(n-m) |$). Para o EMP o fator multiplicador é a envoltória complexa de entrada do instante atual ($\tilde{x}(n) | \tilde{x}(n) |, \dots, \tilde{x}(n) | \tilde{x}(n-m) |$). Já no modelo Proposto 1 as funções unidimensionais são multiplicados pelo valor de saída de um filtro FIR (como na Figura 12), ou seja, o fator multiplicador, neste caso, é uma combinação linear das envoltórias complexas aplicadas em diferentes instantes de tempo.

O modelo comportamental Proposto 2, está matematicamente descrito pela seguinte equação:

$$\tilde{y}(n) = \sum_{m_1=0}^M \left[\sum_{m_2=0}^M \tilde{a}_{m_1+1, m_2+1} \tilde{x}(n-m_2) \right] \left[\sum_{p=1}^P \tilde{b}_{m_1 p} | \tilde{x}(n-m_1) |^{p-1} \right] \quad (3.6)$$

onde \tilde{a}_{m_1+1, m_2+1} e $\tilde{b}_{m_1 p}$ são os coeficientes do modelo. Assim como o modelo Proposto 1, este modelo também não é linear nos parâmetros até que os coeficientes \tilde{a}_{m_1+1, m_2+1} sejam definidos, quando, então, o polinômio se torna linear para os demais coeficientes $\tilde{b}_{m_1 p}$.

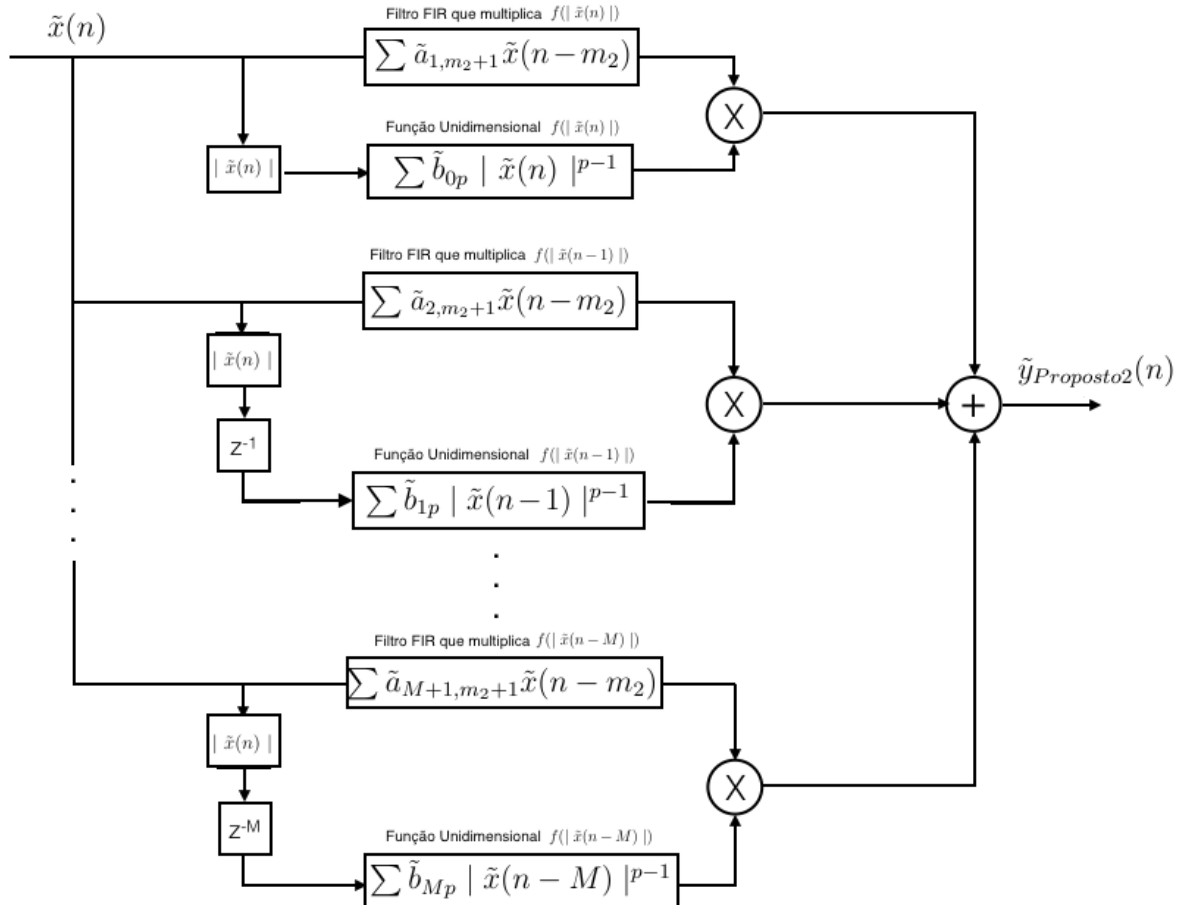


Figura 13 – Diagrama de blocos do modelo Proposto 2

O diagrama de blocos da Figura 13 detalha o modelo Proposto 2. Assim como o modelo Proposto 1, esta estrutura também pode ser descrita como uma soma de produtos entre filtros digitais FIR e funções unidimensionais. Para este caso particular, existem $(M + 1)$ filtros FIR neste modelo, ou seja, cada função unidimensional é multiplicada por um filtro FIR exclusivo.

3.3 Implementação dos Modelos

Todos os modelos apresentados até agora nas Seções 3.1 e 3.2 são baseados em filtros polinomiais. A implementação de polinômios requer uma grande quantidade de somas e multiplicações e o número de operações aumenta de acordo com os truncamentos de memória e de ordem polinomial, o que incrementa a complexidade computacional do modelo e, por consequência, o tempo de processamento.

Tanto os modelos MP e EMP (Seção 3.1), quantos os outros dois propostos por este trabalho (Seção 3.2), podem ser reescritos, para uma duração de memória M , de acordo com:

$$\begin{aligned} \tilde{y}(n) &= \sum_{m=0}^M G_m[\tilde{x}(n), \dots, \tilde{x}(n-M)] f_m^{pol}(|\tilde{x}(n-m)|) \\ &= G_0[\tilde{x}(n), \dots, \tilde{x}(n-M)] f_0^{pol}(|\tilde{x}(n)|) + \dots \\ &\quad + G_M[\tilde{x}(n), \dots, \tilde{x}(n-M)] f_M^{pol}(|\tilde{x}(n-M)|) \end{aligned} \quad (3.7)$$

onde, m é a profundidade de memória (variando entre 0 e M), os operadores G_m dependem das informações das envoltórias complexas aplicadas em um ou mais instantes de tempo e os operadores polinomiais f_m^{pol} dependem da amplitude de entrada em um único instante de tempo. As $(M + 1)$ funções polinomiais f_m^{pol} dos modelos MP, EMP e Proposto 1 e 2 são iguais para todos os modelos e podem ser descritas por:

$$f_m^{pol}(|\tilde{x}(n-m)|) = \sum_{p=1}^P \tilde{b}_{mp} |\tilde{x}(n-m)|^{p-1} \quad (3.8)$$

Já o operador G_m varia para cada um dos modelos. Os $(M + 1)$ operadores estão apresentados na Tabela 1

Com o intuito de diminuir a complexidade computacional da implementação de modelos polinomiais, a substituição de polinômios por *Lookup Tables* (LUTs), ou tabelas de busca unidimensionais, foi proposta em [2]. LUTs são representações matriciais que armazenam na memória dados pré-calculados que serão utilizados como referência para outros valores e/ou cálculos. Portanto, a implementação com LUTs ajuda a diminuir

Tabela 1 – Valores assumidos pelo operador G_m para cada um dos modelos analisados por este trabalho

Operador G_m		
MP	$G_m = \tilde{x}(n - m)$	(todos diferentes)
EMP	$G_m = \tilde{x}(n)$	(todos iguais)
Proposto 1	$G_m = \sum_{m_1=0}^M \tilde{a}_{m_1+1} \tilde{x}(n - m_1)$	(todos iguais)
Proposto 2	$G_m = \sum_{m_1=0}^M \tilde{a}_{m+1, m_1+1} \tilde{x}(n - m_1)$	(todos diferentes)

a complexidade computacional da resolução do problema pois substitui a execução de cálculos por operações de indexação de matrizes.

Assim sendo, todas as $(M + 1)$ funções polinomiais f_m^{pol} dos modelos analisados por este trabalho podem ser substituídas por LUTs. Cada uma dessas LUTs armazena uma quantidade (Q) finita de valores. Os valores de saída correspondentes aos valores de entrada das LUTs são obtidos a partir de uma interpolação linear. A interpolação linear envolve a estimação de um novo valor para a função a partir do ajuste linear entre dois valores de saída consecutivos da LUT.

Como detalhado anteriormente, são necessárias $(M + 1)$ funções polinomiais, ou funções unidimensionais (1D) para a implementação de qualquer um dos modelos. Além disso, a quantidade de LUTs necessárias não depende da ordem de truncamento P do polinômio. A Tabela 2 detalha a representação da função polinomial (1D) $f_m^{pol}(|\tilde{x}(n - m)|)$ substituída por uma LUT com Q entradas.

Tabela 2 – LUT de implementação da função polinomial 1D $f_m^{pol}(|\tilde{x}(n - m)|)$ com Q entradas

Entradas Reais da LUT	Saídas Complexas da LUT
e_{m_1}	\tilde{s}_{m_1}
e_{m_2}	\tilde{s}_{m_2}
\dots	\dots
e_{m_Q}	\tilde{s}_{m_Q}

Desta maneira, cada função polinomial com $(P + 1)$ coeficientes complexos é substituída por um conjunto de Q entradas reais (e_{mq} , com q variando entre 1 a Q) com suas respectivas saídas complexas (\tilde{s}_{mq} , com q variando entre 1 e Q). Uma vez que os valores de entrada e saída observados são todos complexos, a função polinomial f_m^{pol} é uma função complexa. Isto posto, cada endereço real e_{mq} da LUT armazenará uma informação complexa \tilde{s}_{mq} , ou seja, dois valores distintos, um para a parte real s_{mq}^{real} e a outro para a parte

imaginária s_{mq}^{imag} . Portanto, o valor de saída \tilde{s}_{mq} pode ser escrito como: $\tilde{s}_{mq} = s_{mq}^{real} + j s_{mq}^{imag}$.

Voltando ao exemplo utilizado anteriormente 3.8, a função polinomial unidimensional $f_m^{pol}(|\tilde{x}(n-m)|)$, se $e_{m(q-1)} < |\tilde{x}(n-m)| < e_{m(q)}$, quando implementada com LUTs e interpolação linear pode ser aproximada de acordo com:

$$f_m^{pol}(|\tilde{x}(n-m)|) \sim f_m^{LUT}(|\tilde{x}(n-m)|) = \tilde{s}_{m(q-1)} + \left[\frac{s_{m(q)} - \tilde{s}_{m(q-1)}}{e_{m(q)} - e_{m(q-1)}} \right] [|\tilde{x}(n-m)| - e_{m(q-1)}] \quad (3.9)$$

O diagrama de blocos da Figura 14 detalha, graficamente, a implementação do modelo MP com LUTs como previamente descrito por esta seção.

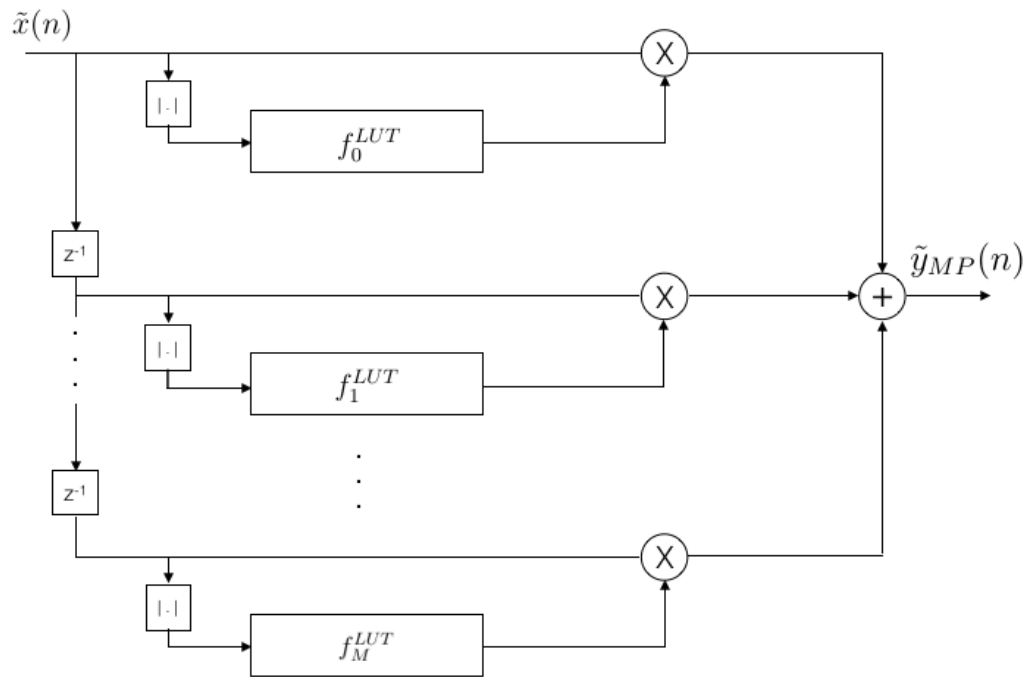


Figura 14 – Implementação do modelo MP com LUTs

3.4 Identificação de Modelos

Com os polinômios implementados com LUTs, como detalhado na Seção 3.3, a próxima etapa da modelagem dos PAs é realizar a identificação destes modelos, ou seja, calcular os valores a serem inseridos nas saídas das LUTs para que a modelagem seja a mais fiel possível ao comportamento do PA real.

Nesta seção ficará assumido que os coeficientes \tilde{a}_{m+1} do modelo Proposto 1 e \tilde{a}_{m_1+1, m_2+1} do modelo Proposto 2 já sejam conhecidos, e por isso estes também são considerados lineares nos seus parâmetros \tilde{b}_{mp} , assim como os modelos MP e EMP. O

objetivo desta fase da modelagem é identificar os valores a serem inseridos nas LUTs. Portanto, nesta seção serão calculados os valores complexos \tilde{s}_{mq} necessários para serem armazenados nas $(M + 1)$ LUTs, cada uma com Q posições. As entradas reais e_{mq} das LUTs serão previamente escolhidas, por exemplo uma sequência arbitrária de valores igualmente espaçados a começar de 0.

Duas abordagens de identificação serão apresentadas por esta seção. A primeira é a tradicional, que consiste em, primeiro obter os valores dos coeficientes dos polinômios mantendo a sua representação polinomial e, em seguida, avaliar as funções unidimensionais para cada um dos valores de endereçamento de entrada. A segunda abordagem de identificação, proposta por este trabalho, consiste em identificar os valores a serem inseridos nas saídas das LUTs de forma direta. Estas técnicas de identificação serão detalhadas nas Subseções 3.4.1 e 3.4.2.

3.4.1 Identificação dos Modelos com a Abordagem Tradicional

A abordagem de identificação de polinômios tradicional pode ser dividida em duas etapas. A primeira é encontrar os coeficientes do modelo na sua forma polinomial. Com estes valores estabelecidos, a segunda etapa é montar a LUT que será utilizada para determinar a saída do modelo.

ETAPA 1: Todos os coeficientes \tilde{b}_{mp} das funções polinomiais são identificados de uma só vez, com o Método dos Mínimos Quadrados (MMQ), que busca encontrar o melhor ajuste para um conjunto de dados minimizando a diferença entre a soma dos quadrados da diferença entre o valor real e o valor estimado. Então, para um determinado instante de tempo, a saída dos modelos estudados pode ser reescrita como:

$$\begin{bmatrix} G_0|\tilde{x}(n)|^0 & \dots & G_0|\tilde{x}(n)|^{P-1} & \dots & G_M|\tilde{x}(n-M)|^0 & \dots & G_M|\tilde{x}(n-M)|^{P-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{b}_{01} \\ \vdots \\ \tilde{b}_{0P} \\ \vdots \\ \tilde{b}_{M1} \\ \vdots \\ \tilde{b}_{MP} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Se a equação 3.10 for aplicada para $(n - M)$ instantes de tempo distintos, o MMQ encontra os $(M + 1)$ coeficientes dos polinômios através de:

$$b = (X_{pol}^* X_{pol})^{-1} (X_{pol}^* \cdot Y) \quad (3.11)$$

onde o operador $(*)$ indica o cálculo do transposto complexo conjugado, b é o vetor com os coeficientes da função polinomial a ser identificada, Y é o vetor com as saídas desejadas nos diferentes instantes de tempo e X_{pol} é a matriz de regressão cujos valores são as funções das amostras de entradas aplicadas nos instantes de tempo atual e passados. Ou

seja,

$$\tilde{b} = \begin{bmatrix} \tilde{b}_{01} \\ \vdots \\ \tilde{b}_{0P} \\ \vdots \\ \tilde{b}_{M1} \\ \vdots \\ \tilde{b}_{MP} \end{bmatrix} \quad \tilde{Y} = \begin{bmatrix} \tilde{y}(1+M) \\ \vdots \\ \vdots \\ \tilde{y}(n) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$X_{pol} = \begin{bmatrix} G_0|\tilde{x}(M+1)|^0 & \dots & G_0|\tilde{x}(M+1)|^{(P-1)} & \dots & G_M|\tilde{x}(1)|^0 & \dots & G_M|\tilde{x}(1)|^{(P-1)} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ G_0|\tilde{x}(n)|^0 & \dots & G_0|\tilde{x}(n)|^{(P-1)} & \dots & G_M|\tilde{x}(n-M)|^0 & \dots & G_M|\tilde{x}(n-M)|^{(P-1)} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

ETAPA 2: Com todos os coeficientes \tilde{b}_{mp} calculados, as funções polinomiais unidimensionais $f_m^{pol}(|\tilde{x}(n-m)|)$ devem ser montadas e as saídas complexas correspondentes para as Q entradas e_{mq} calculadas.

Apesar de resolver o problema de identificação dos modelos, uma grande limitação desta abordagem tradicional é que, quanto maior a quantidade de amostras de entrada e saída observadas e quanto mais complexo o modelo que está sendo identificado, maior o tempo de processamento, pois maior a quantidade e mais complexos os cálculos a serem feitos.

3.4.2 Identificação dos Modelos com a Abordagem Proposta

Como forma de contornar as limitações da identificação tradicional descrita pela Seção 3.4.1, este trabalho propõe uma nova abordagem para obtenção dos valores a serem inseridos na LUTs. A proposta é obter diretamente estes valores, sem conhecimento prévio dos coeficientes das funções polinomiais unidimensionais. Assim sendo, neste caso os $(Q)(M+1)$ valores complexos à serem inseridos nas $(M+1)$ LUTs são obtidos diretamente através do MMQ, de acordo com:

$$s = (X_{LUT}^* X_{LUT})^{-1} (X_{LUT}^* Y) \quad (3.14)$$

onde, o operador $(*)$ indica o operador transposto complexo conjugado, e:

$$s = \begin{bmatrix} \tilde{s}_{01} \\ \vdots \\ \tilde{s}_{0Q} \\ \vdots \\ \tilde{s}_{M1} \\ \vdots \\ \tilde{s}_{MQ} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

A matriz X_{LUT} depende das informações de entrada do sistema. A quantidade de valores complexos a serem inseridos nas LUTs é igual ao número $(M + 1)(Q)$ de colunas da matriz X_{LUT} . Cada uma das linhas de X_{LUT} tem exatamente $2(M + 1)$ colunas com informações que podem ser diferentes de zero, ou seja, cada linha de X_{LUT} tem $(M + 1)(Q) - 2(M + 1)$ colunas preenchidas com valores nulos. Se as colunas forem organizadas em blocos com Q colunas cada um, então existem $(M + 1)$ blocos e, para cada bloco, somente duas colunas podem ter valores não nulos.

O preenchimento dos valores não nulos da matriz X_{LUT} é feito separadamente para cada bloco com uma linha e Q colunas, assim sendo, dois valores não nulos são preenchidos por vez. Para cada linha, existem $(M + 1)$ blocos de Q colunas e, no total, a matriz X_{LUT} contém $(n - M)$ linhas. Portanto, ao todo, a matriz X_{LUT} conta com $2(M + 1)(n - M)$ valores não nulos. Em blocos de uma linha e Q colunas, a matriz X_{LUT} é representada por:

$$\begin{bmatrix} 1\text{bloco de } Q \text{ colunas da linha } 1 & 2\text{bloco de } Q \text{ colunas da linha } 1 & \dots & (M+1)\text{-ésimo bloco de } Q \text{ colunas da linha } 1 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 1\text{bloco de } Q \text{ colunas da linha } (n-M) & 2\text{bloco de } Q \text{ colunas da linha } (n-M) & \dots & (M+1)\text{-ésimo bloco de } Q \text{ colunas da linha } (n-M) \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Cada bloco de uma linha e Q colunas deve conter os resultados dos produtos do operador G_m do modelo e a saída interpolada de uma determinada LUT, por exemplo, $f_m^{pol}(|\tilde{x}(n - m)|)$, ou seja:

$$X_{LUT} = \begin{bmatrix} G_0 f_0^{LUT}(|\tilde{x}(1+M)|) & G_1 f_1^{LUT}(|\tilde{x}(M)|) & \dots & G_M f_M^{LUT}(|\tilde{x}(1)|) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ G_0 f_0^{LUT}(|\tilde{x}(n)|) & G_1 f_1^{LUT}(|\tilde{x}(n-1)|) & \dots & G_M f_M^{LUT}(|\tilde{x}(n-M)|) \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

A partir de 3.9, é possível verificar que a saída interpolada de uma determinada LUT depende somente das informações contidas em duas posições consecutivas da LUT. Logo, os valores a serem inseridos em um determinado bloco de uma linha e Q colunas que utilizem a saída interpolada da LUT $f_m^{LUT}(|\tilde{x}(n - m)|)$ para estimar a saída no instantes n devem satisfazer a seguinte condição: $e_{m(q-1)} < |\tilde{x}(n - m)| < e_{mq}$, com q variando entre 2

e Q . Assim sendo, o valor na $(q - 1)$ ésima posição deste bloco pode ser descrito por:

$$Valor_{(q-1)ésimacoluna} = G_m \left[1 - \frac{[|\tilde{x}(n - m) | - e_{m(q-1)}]}{e_{m(q)} - e_{m(q-1)}} \right] \quad (3.18)$$

já o valor a ser inserido na q ésima posição deste bloco pode ser descrito por:

$$Valor_{qésimacoluna} = G_m \left[\frac{[|\tilde{x}(n - m) | - e_{m(q-1)}]}{e_{m(q)} - e_{m(q-1)}} \right] \quad (3.19)$$

4 RESULTADOS

Este capítulo detalha os resultados obtidos a partir da validação das estruturas dos modelos propostas na Seção 3.2. Além destes resultados, também foram avaliados os desempenhos das abordagens de identificação tradicional e proposta apresentadas na Seção 3.4. O parâmetro utilizado para validação dos resultados foi o erro entre a saída observada do PA real e a estimada pelo modelo. Quanto menor o valor deste parâmetro, mais preciso é o modelo. Duas análises são feitas sobre o sinal de erro para validar o desempenho dos modelos implementados. A primeira consiste em avaliar os valores do *Normalized Mean Square Error* (NMSE) - Erro Quadrático Médio Normalizado [18]. Matematicamente, o NMSE pode ser descrito por:

$$NMSE = 10 \log_{10} \frac{\sum_{n=1}^N |e(n)|^2}{\sum_{n=1}^N |y_{real}(n)|^2} \quad (4.1)$$

onde $y_{real}(n)$ é o valor da amostra do sinal de saída no instante n , $e(n)$ é o valor calculado do erro entre as amostras do sinal de saída real e do sinal de saída simulado pelo modelo, ou seja, $y_{real}(n) - y_{sim}(n)$ e N representa a quantidade total de amostras disponíveis.

A segunda análise realizada para os erros consistiu em avaliar o comportamento da intensidade dos vetores de erro no domínio da frequência. As Densidades Espectrais de Potência - *Power Spectral Density* - (PSD) dos sinais de erro foram calculadas e a visualização destes comportamentos também permitiu avaliar, comparativamente, a precisão dos diferentes modelos implementados.

No domínio do tempo, gráficos com a forma de onda das componentes reais (em fase) e imaginárias (em quadratura) também são apresentados como forma de ilustrar a fidelidade da resposta do modelo. Para finalizar a análise dos resultados as curvas características de transferência AM-AM (que apresenta a amplitude do sinal de saída em função da amplitude do sinal de entrada) e AM-PM (que apresenta a diferença entre as componentes de fase na saída e entrada em função da amplitude do sinal de entrada) também são apresentadas para cada um dos casos.

Para analisar o desempenho tanto das estruturas dos modelos propostos quanto da técnica de identificação de modelos polinomiais proposta, três estudos de caso são apresentados nas Seções 4.1, 4.2 e 4.3. Cada um destes estudos de caso utiliza dois conjuntos de amostras de dados de entrada e saída observadas, um subconjunto, empregado para identificar os modelos, foi chamado de conjunto de extração e o outro, para a validação dos modelos já identificados, foi chamado de conjunto de validação. Dois cenários de comparação foram empregados para estas validações.

CENÁRIO 1: Os modelos MP, EMP, Proposto 1 e Proposto 2 estudados no Capítulo 3 são identificados e validados, com o *software* Matlab, mantendo a representação polinomial.

Para os modelos Proposto 1 e Proposto 2, os coeficientes \tilde{a} foram identificados através de um algoritmo de otimização não linear. Neste caso, o comando **lsqnonlin** da biblioteca de otimização do Matlab foi o escolhido para tanto. O modelo Proposto 1 pode ser visto como um caso particular do modelo Proposto 2. Dessa forma, nos resultados apresentados neste capítulo, os resultados otimizados para o modelo Proposto 1 são utilizados como chutes iniciais para o modelo Proposto 2. Já os coeficientes \tilde{b} , dos quatro modelos, foram identificados através do MMQ, especificamente no Matlab, o comando "\ " foi utilizado.

CENÁRIO 2: Por ser um modelo de baixa complexidade, somente o MP com funções polinomiais aproximadas por LUTs de quatro posições ($Q = 4$) e interpolação linear e as entradas reais *emq* das LUTs previamente fixadas em 0, 1/3, 2/3 e 1 foi implementado para a validação das técnicas de identificação apresentadas na Seção 3.4.

Alterando a profundidade de memória e a quantidade de posições nas LUTs, este cenário de comparação também poderia ter sido implementado para qualquer um dos outros modelos estudados por este trabalho. A abordagem tradicional, apresentada na Subseção 3.4.1, foi implementada em Matlab, primeiro através da identificação dos coeficientes dos modelos na representação polinomial com o MMQ e, em seguida, as respectivas funções polinomiais unidimensionais foram avaliadas para cada um dos quatro valores fixos de entrada. O truncamento da ordem polinomial para a abordagem tradicional foi variado entre $P = 5$ e $P = 9$.

Já para a abordagem proposta, Subseção 3.4.2, o MMQ foi aplicado para determinar diretamente os valores complexos a serem inseridos nas LUTs. Para este caso, existem $(M + 1)$ LUTs com quatro posições cada, então, $4(M + 1)$ valores complexos foram identificados.

4.1 Estudo de Caso 1: Amplificador GaN com 1 Portadora

Um PA RF do tipo GaN, ou seja, baseado em um transistor de Nitreto de Gálio, excitado por uma portadora em 900 MHz modulada por um sinal WCDMA com largura de banda de 3,84 MHz foi utilizado por este estudo de caso. As medições das amostras de entrada e saída foram feitas com uma frequência de amostragem de 61,44 MHz. A validação dos modelos para este amplificador GaN foi feita de acordo com os cenários 1 e 2 previamente descritos. A Figura 15, mostra o comportamento AM-AM deste amplificador.

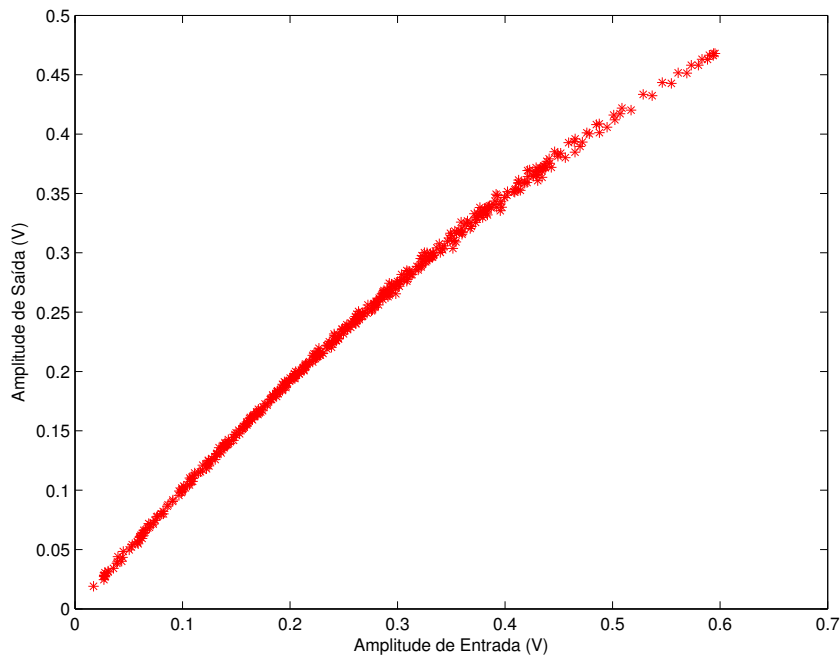


Figura 15 – Curva característica AM-AM para o PA do tipo GaN com uma portadora

4.1.1 Validação das Estruturas dos Modelos

As quatro estruturas de modelos apresentadas, MP, EMP, Proposto 1 e Proposto 2, foram utilizadas para modelar este amplificador GaN. Todos os modelos foram implementados em MatLab e identificados com o conjunto de dados observados do grupo de extração. Já com os modelos identificados, o conjunto de amostras de validação foi utilizado para a validação de cada uma das estruturas. A Tabela 3 apresenta os valores de NMSE calculados para cada um dos modelos implementados. A profundidade de memória para todos os modelos foi fixada em $M = 1$ e a ordem de truncamento em $P = 5$.

Tabela 3 – Valores de NMSE (dB) calculados para todos os modelos implementados

NMSE (dB)	
MP	-43,15
EMP	-41,16
Proposto 1	-47,44
Proposto 2	-47,75

Tanto o modelo Proposto 1, quanto o modelo Proposto 2, apresentaram resultados muito semelhantes. Quando estes resultados são comparados com os obtidos para o modelo MP, a melhoria foi de cerca de 4 dB para os modelos propostos. Já quando comparados com o modelo EMP, a melhoria de desempenho dos modelos propostos foi ainda mais satisfatória, cerca de 6 dB. No domínio da frequência, a intensidade do erro

de cada um dos modelos pode ser analisada a partir da Densidade Espectral de Potência (PSD - *Power Spectral Density*). Para a modelagem analisada por este estudo de caso, as PSDs dos erros para cada modelo implementado estão expostas na Figura 16.

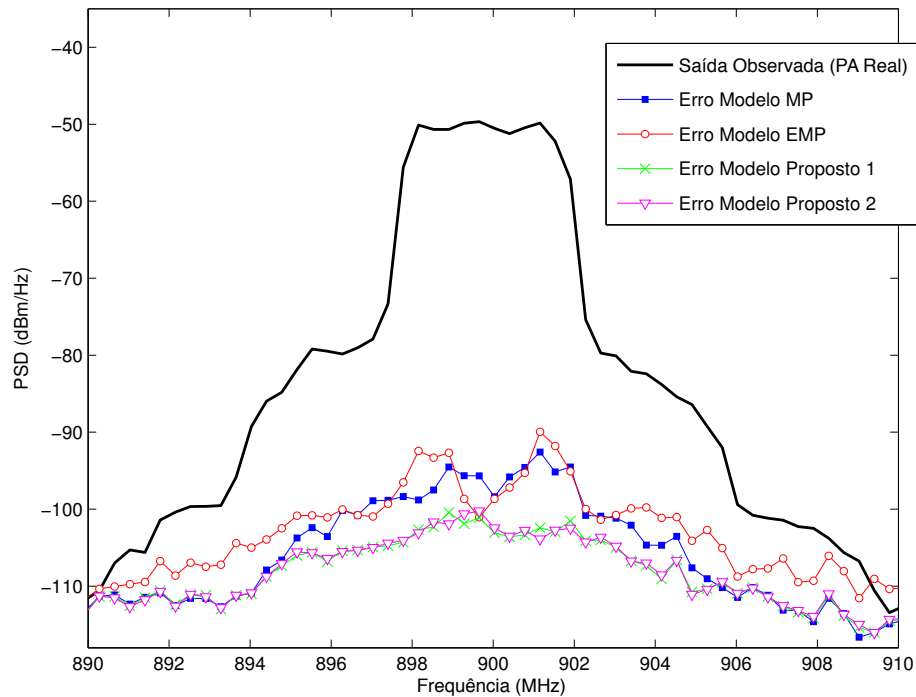


Figura 16 – PSD dos erros para cada uma das estruturas implementadas sobre o PA GaN com uma portadora

O gráfico da Figura 16 reforça os resultados da Tabela 3. Todos os valores de erros estão dentro de uma mesma faixa de valores. É possível observar que a intensidade do vetor de erro do modelo Proposto 1 é muito semelhante ao do modelo Proposto 2. A PSD obtida para o modelo EMP é a que apresenta o pior desempenho de todos. Portanto, é possível concluir que, para este amplificador GaN com uma portadora, ambos os modelos propostos por este trabalho poderiam ser implementados e resultariam em um modelo de PA mais ajustado do que os conhecidos pela literatura. A Figura 17, apresenta a PSD da saída real medida do PA e da simulada quando o modelo Proposto 2 foi implementado.

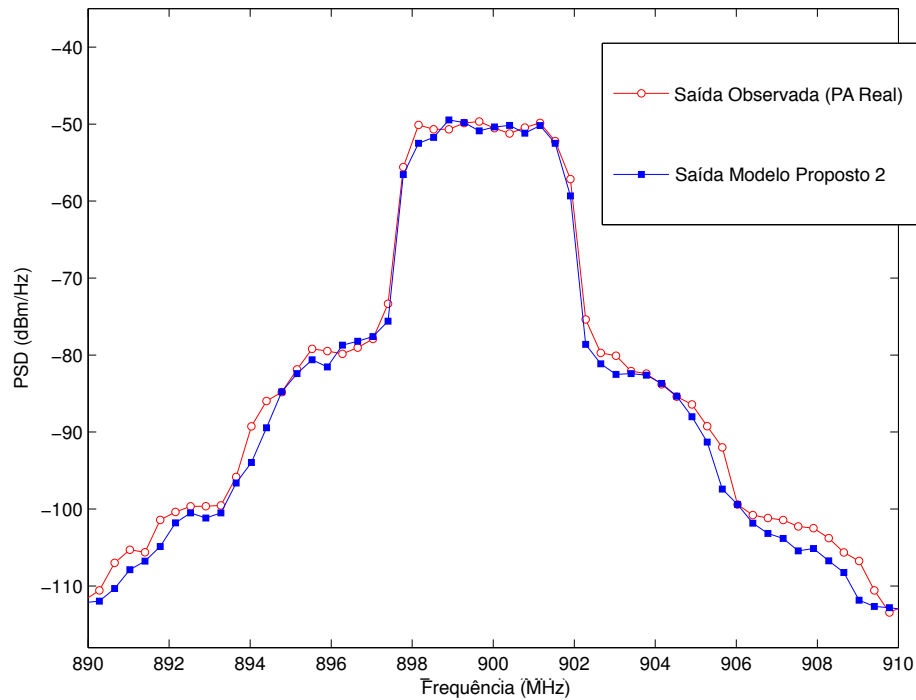
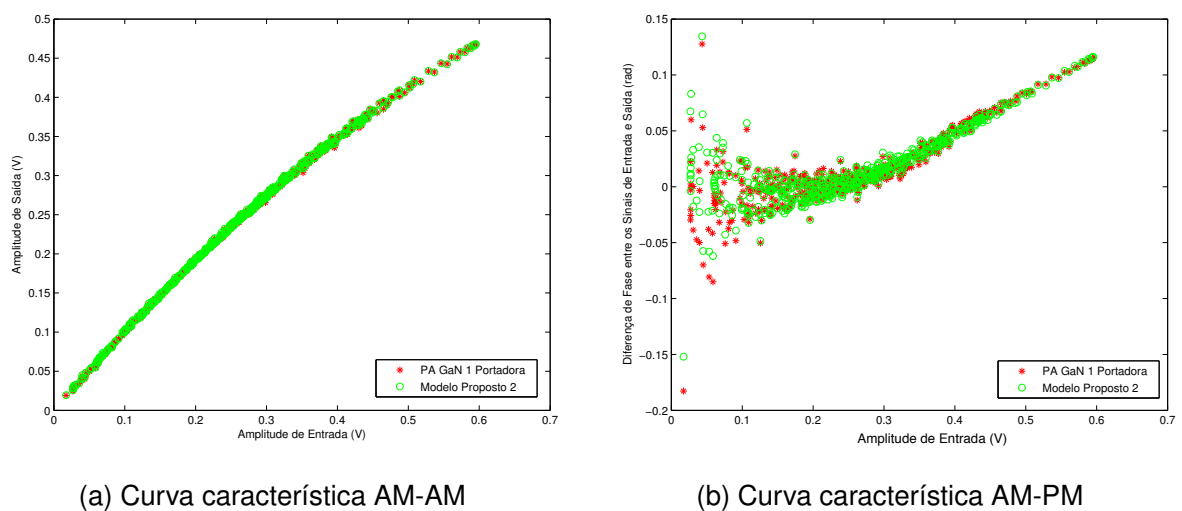


Figura 17 – PSD dos sinais de saída medido e simulado para o modelo Proposto 2

Fica ainda mais claro, com o gráfico da Figura 17, que a estrutura do modelo Proposto 2 resulta em um ajuste muito confiável para o amplificador GaN deste estudo de caso. As curvas características de transferência AM-AM e AM-PM para o PA real e o modelado estão apresentadas na Figura 18.



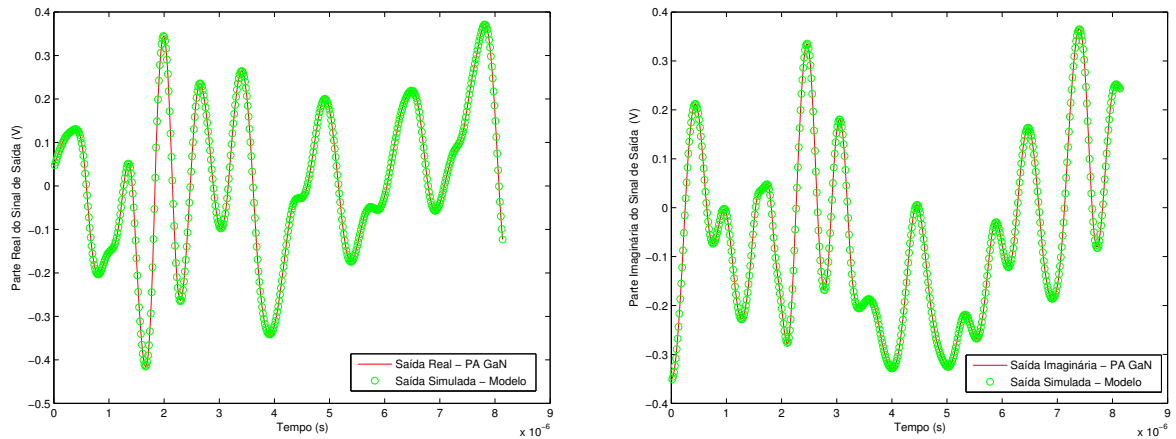
(a) Curva característica AM-AM

(b) Curva característica AM-PM

Figura 18 – Curvas características AM-AM e AM-PM do PA GaN com uma portadora para os sinais observados e modelados

Tanto para a curva característica de transferência AM-AM, quanto para a curva característica de transferência AM-PM, existe uma boa concordância entre o comportamento

do PA real e do modelado com a estrutura do modelo Proposto 2. Essa característica pode ser observada também para as respostas no domínio do tempo. Os comportamentos das partes real e imaginária do sinal de saída observado e simulado estão expostos na Figura 19.



(a) Comportamento da parte real do sinal de saída observado e simulado (b) Comportamento da parte imaginária do sinal de saída observado e simulado

Figura 19 – Comportamentos da parte real e imaginária do sinal de saída observado e simulado

4.1.2 Análise da Técnica de Identificação Proposta

No cenário anterior, a identificação do polinômio foi feita da maneira tradicional, para a análise do desempenho das estruturas dos modelos. Para validar o algoritmo proposto de identificação, detalhado na Subseção 3.4.2, somente o modelo de baixa complexidade MP, com $M = 1$ e funções polinomiais aproximadas por LUTs de quatro posições (como detalhado na introdução deste capítulo), foi escolhido para ser implementado. Os valores de NMSE calculados para a abordagem tradicional (variando a ordem do polinômio entre $P = 5$ e $P = 9$) e para a abordagem proposta por este trabalho, quando implementados sobre o PA GaN com uma portadora, estão apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 – Valores de NMSE (dB) para a abordagem de identificação tradicional e proposta sobre o modelo MP

NMSE (dB) - GaN (1 Portadora)		
	Tradicional	Proposto (não depende de P)
P = 5	-37,51	
P = 6	-36,59	
P = 7	-36,71	-42,32
P = 8	-34,38	
P = 9	-33,91	

A abordagem proposta não depende da ordem do polinômio que será implementado, portanto, os valores de NMSE para as diferentes ordens do polinômio utilizados pela abordagem tradicional são comparados com um único valor de NMSE da abordagem proposta. Com os valores expostos pela Tabela 4 é possível constatar uma relação diretamente proporcional entre o aumento da ordem do polinômio e o aumento do valor do NMSE. Então, com estes resultados, é possível concluir que o melhor valor de NMSE encontrado pela abordagem tradicional foi para uma ordem polinomial igual a $P = 5$. Mesmo comparado com este valor, o obtido pela abordagem de identificação proposta é cerca de 5 dB melhor. A Figura 20 mostra as PSDs destes resultados.

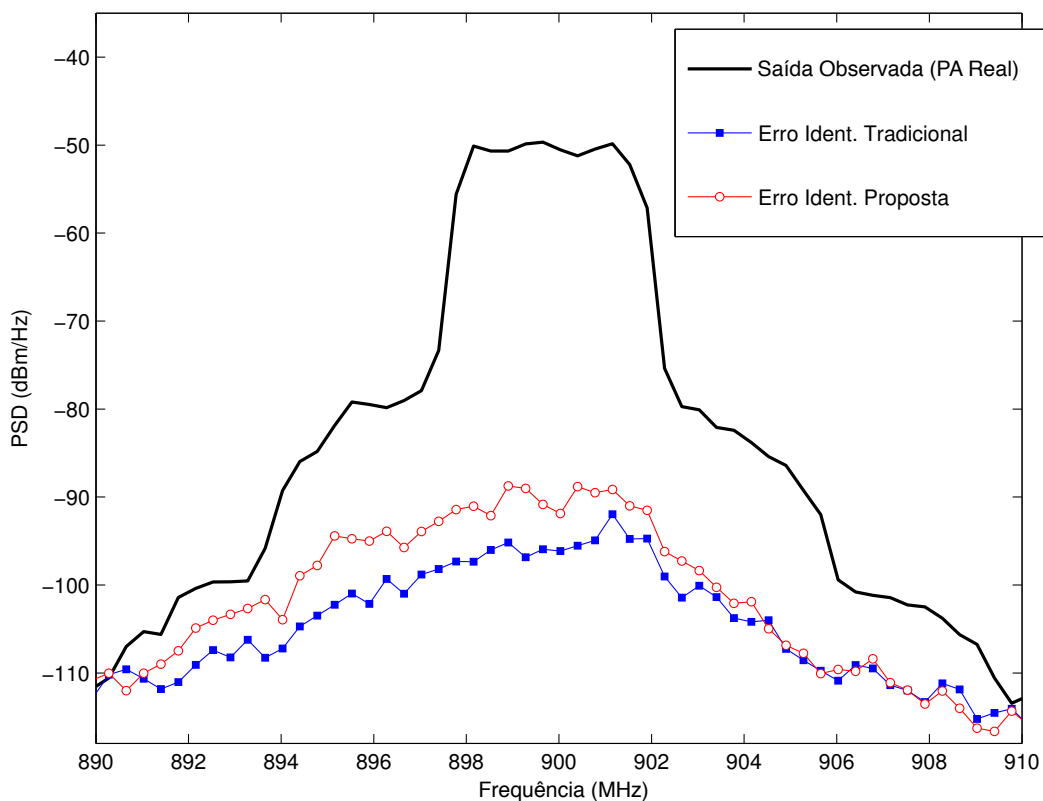


Figura 20 – PSD dos erros quando implementadas as abordagens de identificação tradicional e proposta para o modelo MP

A diferença entre as duas abordagens de identificação fica mais ainda evidente com o gráfico da Figura 20, onde é possível observar que o erro da abordagem proposta é efetivamente mais baixo do que o da tradicional. As curvas características de transferência AM-AM e AM-PM para o PA observado e o simulado com o modelo MP identificado com a abordagem de identificação proposta estão apresentados na Figura 21.

A partir destes gráficos é possível observar a fiabilidade do modelo identificado com o algoritmo proposto. O comportamento da parte real e imaginária dos sinais de

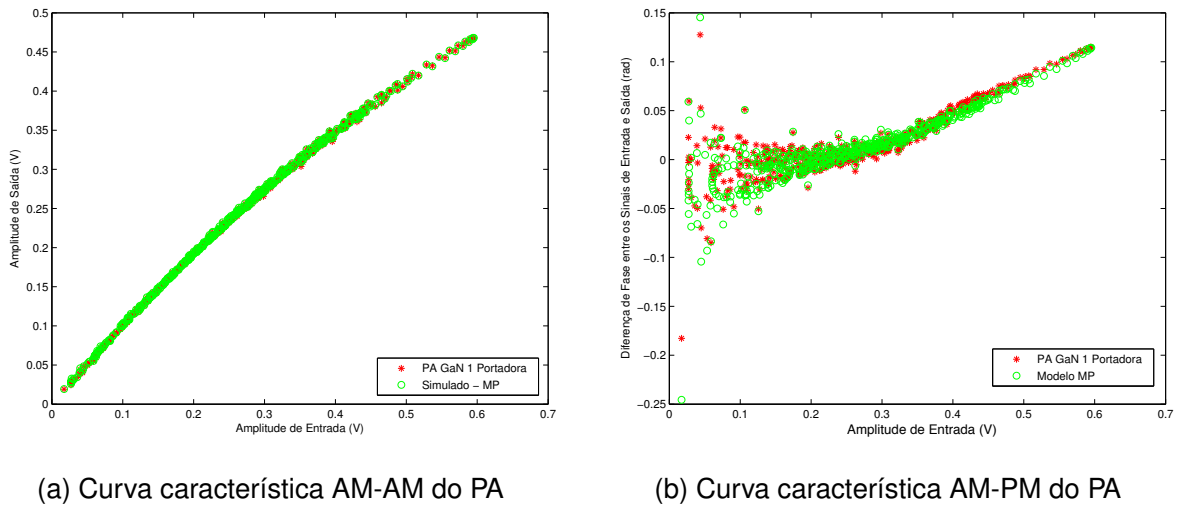


Figura 21 – Curvas características AM-AM e AM-PM do PA GaN real e modelado com a abordagem de identificação proposta

saída observado e simulado, que estão apresentados na Figura 22, confirmam ainda mais a assertividade da resposta do modelo quando o algoritmo de identificação proposto é implementado.

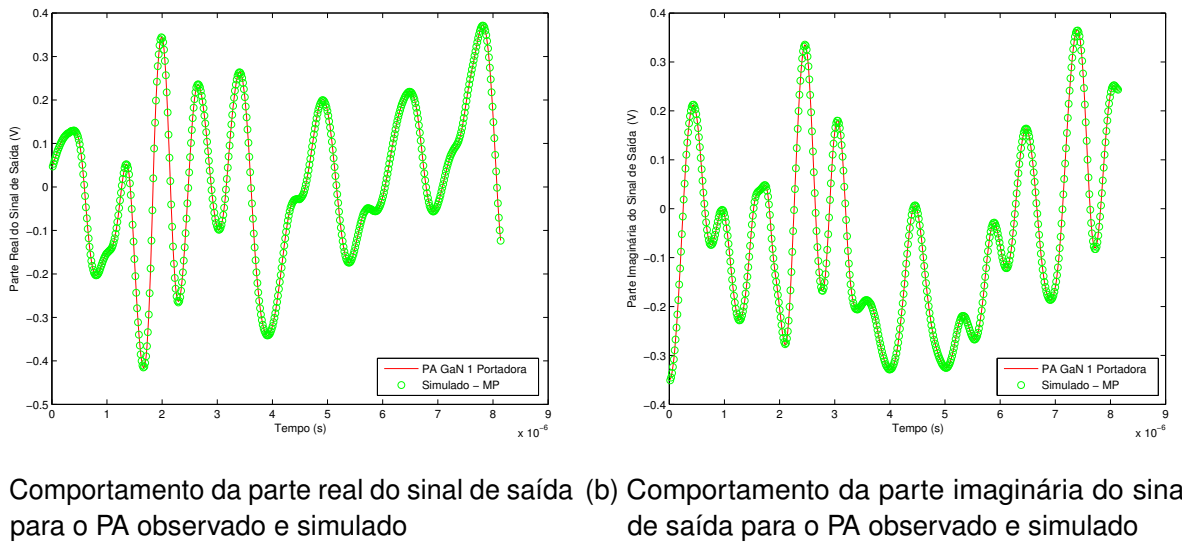


Figura 22 – Comportamento das partes reais e imaginárias do sinal de saída do PA GaN real e modelado com a abordagem de identificação proposta

4.2 Estudo de Caso: Amplificador GaN com 2 Portadoras

Para o segundo estudo de caso deste trabalho, um PA composto de um transistor do tipo GaN, excitado por duas portadoras moduladas por sinais WCDMA de larguras de banda iguais a 3,84 MHz, separadas entre si por 5 MHz e com o sinal resultante centrado em 900 MHz, foi utilizado. A frequência de amostragem utilizada para as medições dos

sinais de entrada e saída foi de 61,44 MHz. Os cenários 1 e 2, descritos na introdução deste capítulo, foram utilizados para uma análise completa dos resultados. A Figura 23 mostra o comportamento AM-AM deste amplificador.

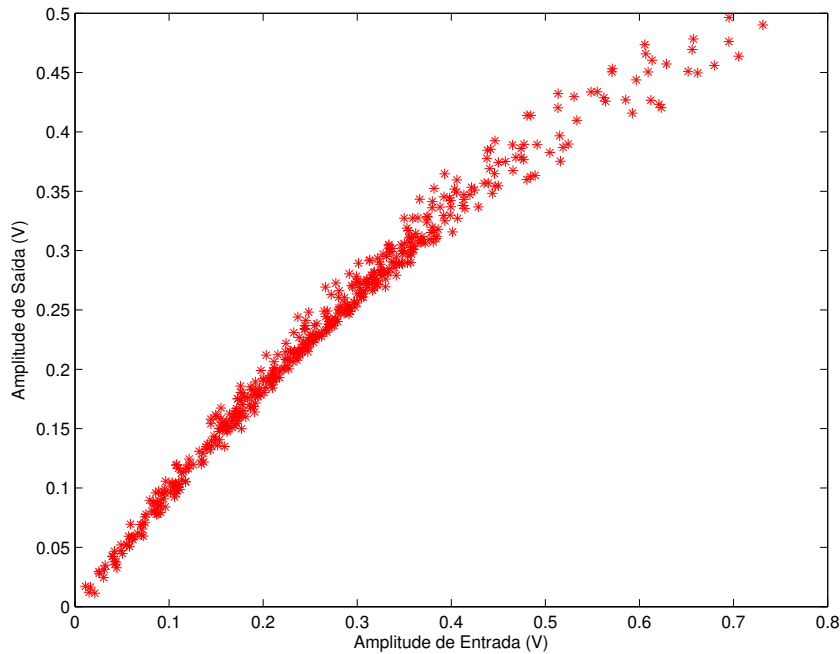


Figura 23 – Curva característica AM-AM para o PA do tipo GaN com duas portadoras

4.2.1 Validação das Estruturas dos Modelos

Para que fosse possível uma análise geral de todos os modelos apresentados por este trabalho, o amplificador GaN deste estudo de caso foi modelado para todos os modelos detalhados no Capítulo 2, o MP, EMP, Proposto 1 e Proposto 2. Todos foram identificados com o conjunto de dados de extração e validados com o conjunto de dados de validação. A profundidade de memória foi fixada em $M = 2$ e a ordem de truncamento do polinômio foi mantida em $P = 5$. Os valores de NMSE encontrados para cada um dos modelos implementados estão descritos na Tabela 5.

Tabela 5 – Valores de NMSE (dB) calculados para todos os modelos implementados sobre o PA GaN com duas portadoras

NMSE (dB)	
MP	-35,95
EMP	-32,58
Proposto 1	-42,30
Proposto 2	-44,47

Para este caso, o modelo Proposto 2 apresentou um melhor ajuste para o PA modelado, com uma diferença de aproximadamente 2 dB entre a resposta obtida pelo modelo Proposto 2 e o modelo Proposto 1, com o segundo melhor ajuste para este circuito. Em contra partida, houve uma melhoria de desempenho muito significativa quando os resultados dos modelos propostos foram comparados com os dos modelos MP e EMP. A diferença de desempenho com relação ao MP foi de cerca de 6 dB e em relação ao EMP, de cerca de 10 dB. No domínio da frequência, esta diferença de desempenho entre os modelos pode ser observada através das PSDs dos erros, apresentados pela Figura 24.

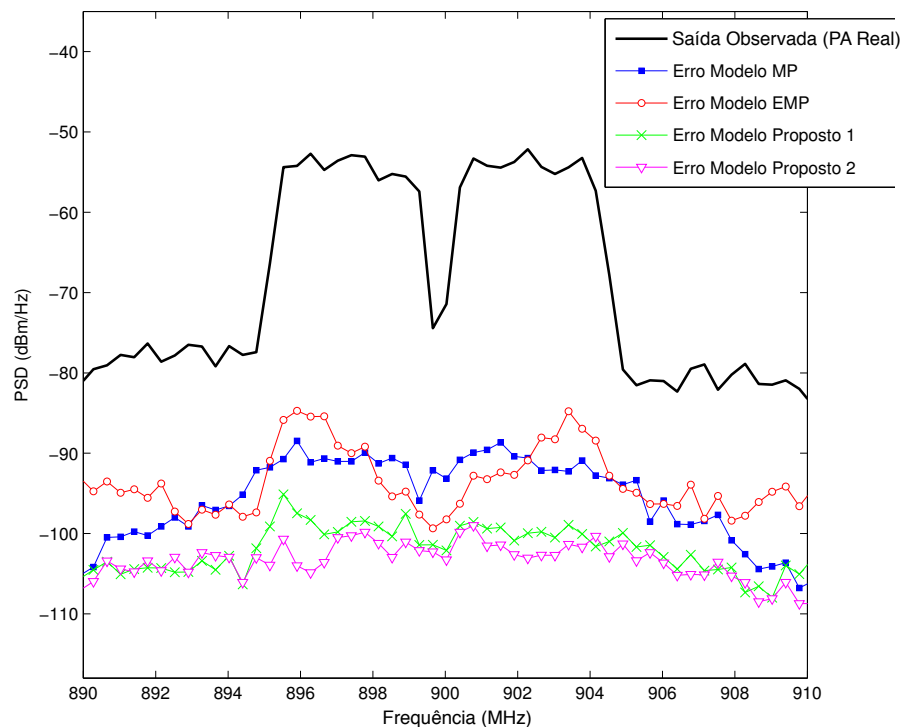


Figura 24 – PSD dos erros dos modelos implementados para o PA GaN com duas portadoras

Com o gráfico da Figura 24, é possível observar melhor a diferença entre os valores de erro para cada um dos modelos implementados. É possível concluir a partir destas PSDs dos erros de cada um dos modelos, que o modelo Proposto 2 apresenta o melhor comportamento de todos. A melhoria de resultado obtida pelos modelos Proposto 1 e Proposto 2, em relação aos modelos MP e EMP, também fica bem evidente com a análise das PSDs para cada um dos erros, pois a diferença entre elas é bem acentuada. Portanto, para o amplificador GaN excitado por duas portadoras, tanto o modelo Proposto 1 quanto o Proposto 2 poderiam ter sido implementados. Para a validação, o modelo Proposto 2 foi escolhido para realizar a modelagem do PA. A Figura 25 mostra a PSD do sinal de saída do PA observado e simulado com o modelo Proposto 2.

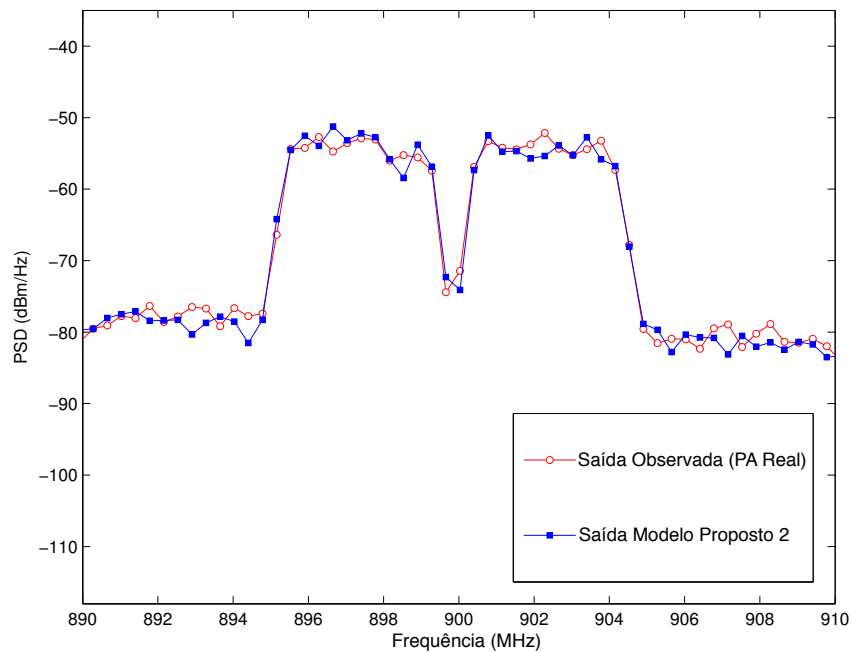
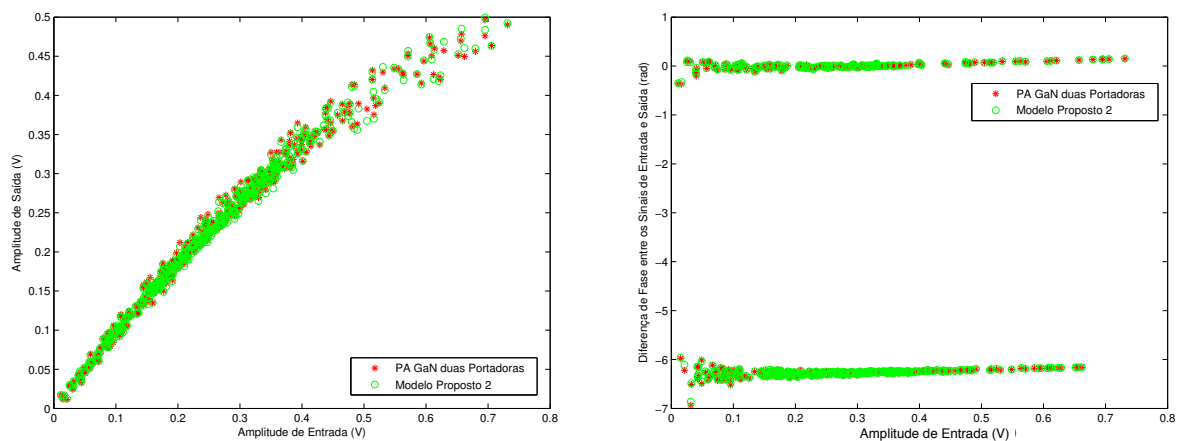


Figura 25 – PSD do sinal de saída simulado para o modelo Proposto 2

É possível observar que o ajuste do sinal de saída quando o PA GaN com duas portadoras é modelado com a estrutura do modelo Proposto 2 é muito fiel a saída observada para o PA real. As curvas características de transferência AM-AM e AM-PM para o PA real e o modelado estão expostas na Figura 26.

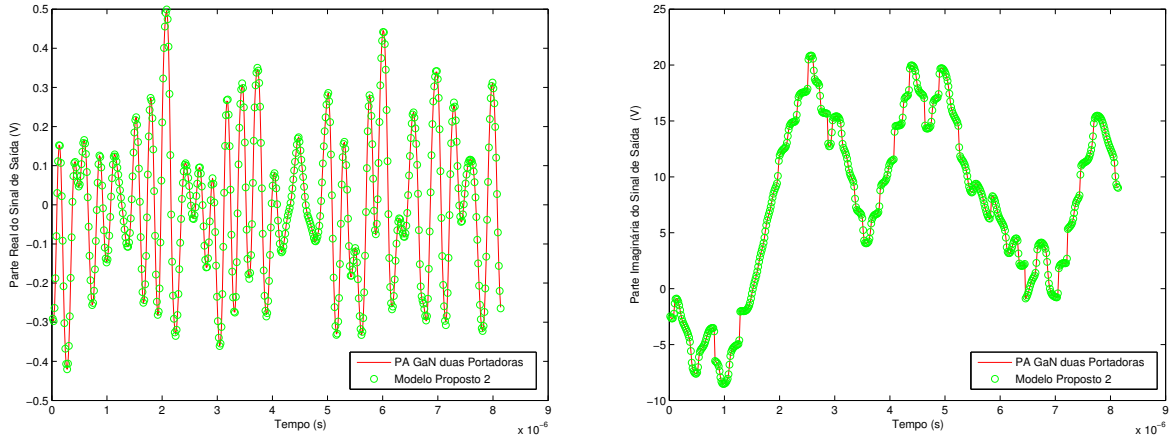


(a) Curva característica AM-AM para os PAs observado e simulado (b) Curva característica AM-PM para os PAs observado e simulado

Figura 26 – Curvas características AM-AM e AM-PM do PA GaN real e modelado com a estrutura do modelo Proposto 2

As comparações entre as curvas características AM-AM e AM-PM, observadas na Figura 26, reforçam ainda mais a fidelidade do ajuste feito pelo modelo Proposto 2.

No domínio do tempo, a análise do comportamento tanto da parte real quanto da parte imaginária dos sinais de saída observados e simulados, acentua ainda mais a concordância entre o comportamento do PA real e do simulado pela estrutura do modelo Proposto 2. Estas comparações estão apresentadas na Figura 27.



(a) Comportamento da parte real do sinal de saída para o PA observado e simulado (b) Comportamento da parte imaginária do sinal de saída para o PA observado e simulado

Figura 27 – Comportamento das partes reais e imaginárias do sinal de saída do PA GaN real e modelado com a estrutura do modelo Proposto 2

4.2.2 Análise da Técnica de Identificação Proposta

Assim como no estudo de caso 1, Seção 4.1, para a validação do algoritmo de identificação proposto por este trabalho, o modelo escolhido foi o MP por ser um modelo de baixa complexidade. A diferença para este caso é que a profundidade de memória deste modelo foi fixada em $M = 2$ e as funções polinomiais aproximadas por LUTs de quatro posições, conforme detalhado na introdução deste capítulo. Para o algoritmo de identificação tradicional, a ordem do polinômio foi variada entre $P = 5$ e $P = 9$. Como o algoritmo de identificação proposto não depende da ordem de truncamento do polinômio, somente um valor de NMSE é calculado para este caso. O desempenho dos dois métodos de identificação de modelos estudados por este trabalho está exposto na Tabela 6.

É possível observar que, para a abordagem de identificação tradicional, com o aumento do número de coeficientes do polinômio, o desempenho do modelo diminui, ou seja, o valor de NMSE encontrado, é maior. Para o caso do PA GaN com duas portadoras, o melhor desempenho do modelo, quando o algoritmo tradicional de identificação é empregado, acontece quando $P = 5$. Porém, mesmo para este caso, a abordagem de identificação proposta ainda apresenta um melhor resultado, com um diferença de cerca de 1,5 dB. As PSDs dos erros das duas abordagens de identificação pode ser observado na Figura 28.

Tabela 6 – Valores de NMSE (dB) para a abordagem de identificação tradicional e proposta sobre o modelo MP

GaN (2 Portadoras)		
	Tradicional	Proposta (não depende de P)
P = 5	-33,73	
P = 6	-33,35	
P = 7	-33,31	-35,27
P = 8	-31,44	
P = 9	-32,34	

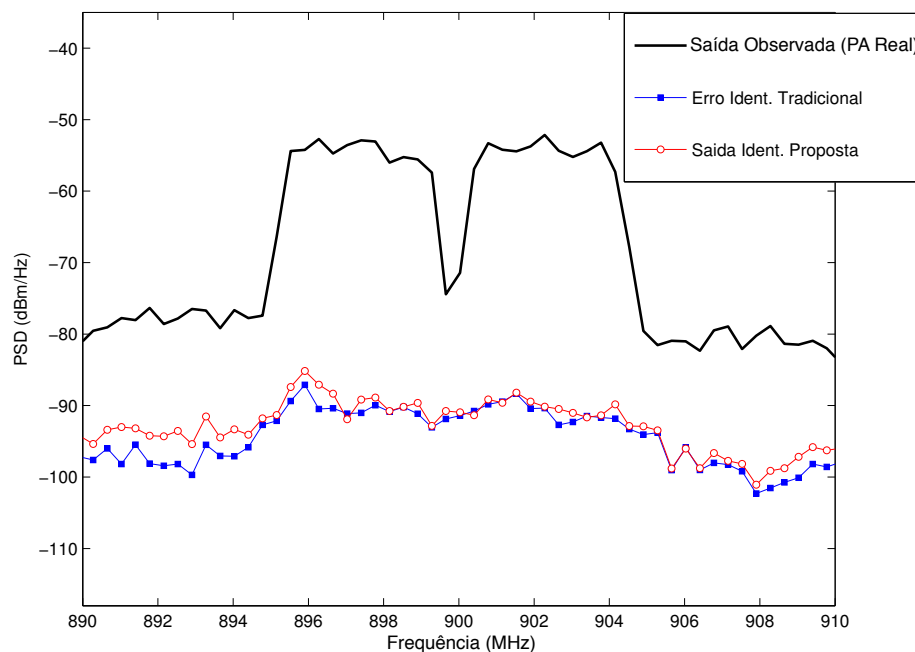
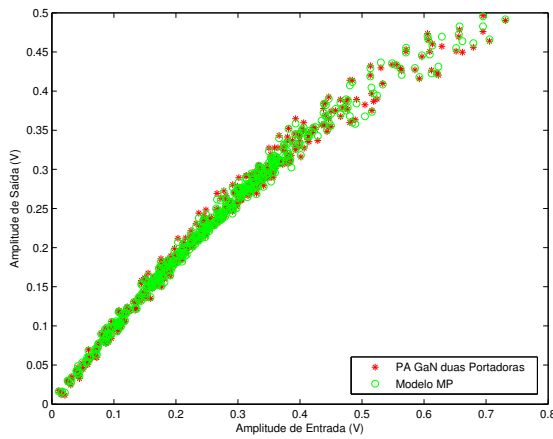


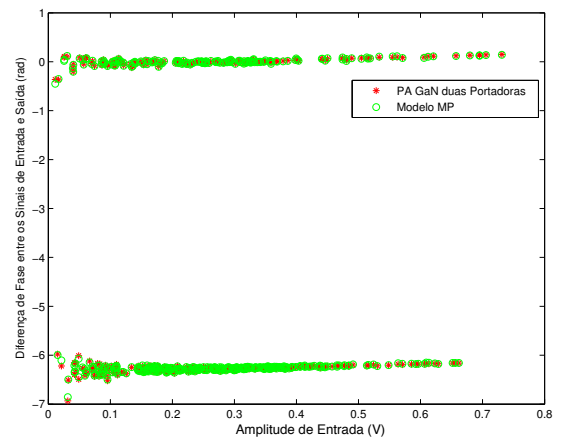
Figura 28 – PSD dos erros quando as abordagens de identificação tradicional e proposta são empregadas sobre o modelo MP para o PA GaN com duas portadoras

A diferença entre as PSDs dos erros das duas abordagens deixa ainda mais evidente que o algoritmo de identificação proposto tem um desempenho melhor do que o tradicional. Na Figura 29 é possível observar ainda que os comportamentos AM-AM e AM-PM do PA modelado, quando a abordagem de identificação proposta é empregada, se assemelha muito ao do PA real.

No domínio do tempo também é possível notar que o comportamento das partes reais e imaginárias do PA modelado e identificado com o algoritmo proposto é muito fiel ao do PA real. A Figura 30 apresenta os gráficos destes sinais para as amostras de dados observadas e simuladas com o modelo MP e a abordagem de identificação proposta.

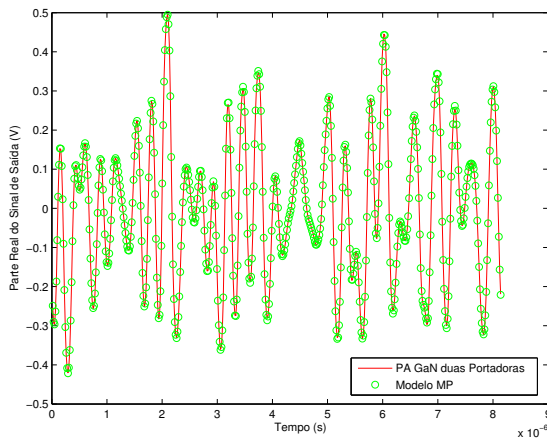


(a) Comportamento AM-AM para o PA

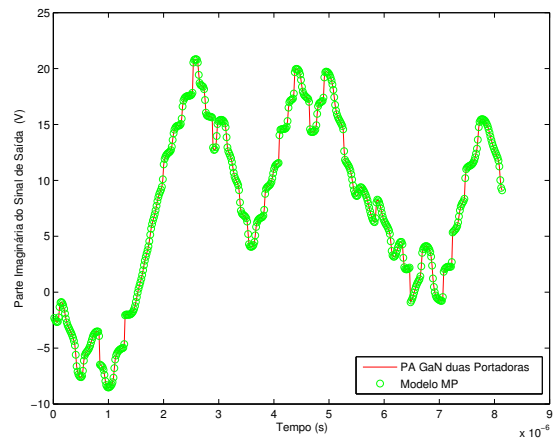


(b) Comportamento AM-PM do PA

Figura 29 – Comportamento AM-AM e AM-PM para o PA real e modelado pelo modelo MP e empregando a abordagem de identificação proposta



(a) Comportamento da parte real do sinal de saída para a identificação tradicional e proposta



(b) Comportamento da parte imaginária do sinal de saída para a identificação tradicional e proposta

Figura 30 – Comportamento do sinal de saída no domínio do tempo para a abordagem de identificação tradicional e proposta

4.3 Estudo de Caso: Amplificador LDMOS

O terceiro estudo de caso a ser apresentado como um modelo de validação das estruturas dos modelos propostos e do algoritmo de abordagem de identificação proposto por este trabalho é feito considerando um PA baseado em um amplificador do tipo LDMOS excitado por uma portadora com frequência de 2 GHz, modulada por um sinal WCDMA de largura de banda igual a 3,84 MHz. A frequência de amostragem utilizada para a medição dos sinais de entrada e saída foi de 30,72 MHz. Para a análise completa deste PA os cenários 1 e 2, descritos na introdução deste capítulo, foram utilizados. A Figura 31 mostra o comportamento AM-AM do amplificador LDMOS.

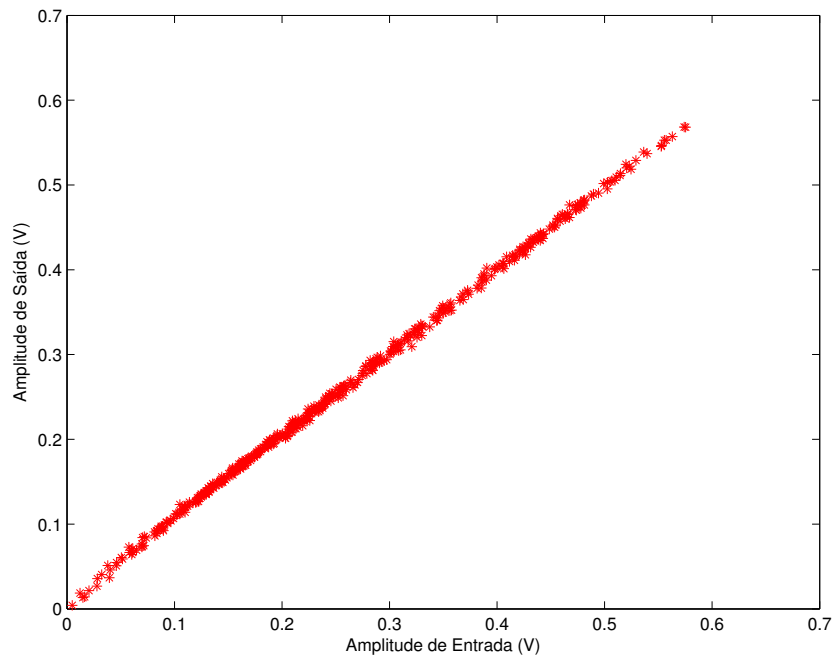


Figura 31 – Curva característica AM-AM para o PA do tipo LDMOS

4.3.1 Validação das Estruturas dos Modelos

Todas as estruturas detalhadas por este trabalho, MP, EMP, Proposto 1 e Proposto 2 foram implementadas sobre o amplificador LDMOS deste estudo de caso para que uma análise geral das estruturas propostas pudesse ser feita. Todos os modelos foram identificados com o conjunto de dados de extração e validados com o conjunto de dados de validação. Para este caso, a profundidade de memória foi fixada em $M = 1$ e a ordem de truncamento do polinômio em $P = 5$. Os valores de NMSE encontrados para cada um dos modelos implementados estão descritos na Tabela 7.

Tabela 7 – Valores de NMSE (dB) calculados para todos os modelos implementados sobre o PA LDMOS

NMSE (dB)	
MP	-38,08
EMP	-37,18
Proposto 1	-40,43
Proposto 2	-40,48

A modelagem do PA LDMOS deste estudo de caso apresentou resultados muito semelhantes para ambos os modelos Proposto 1 e Proposto 2. Quando estes resultados são comparados ao obtido para o modelo MP, a melhoria de desempenho observada é de, aproximadamente, 2 dB. Já quando os resultados obtidos pelos modelos Proposto 1 e Proposto 2 são comparados com os obtidos para o modelo EMP, a melhoria de desempenho

é ainda maior, em torno de 3 dB. No domínio da frequência, a diferença dos erros está representada pelos gráficos das PSDs dos erros para cada um dos modelos implementados, na Figura 32.

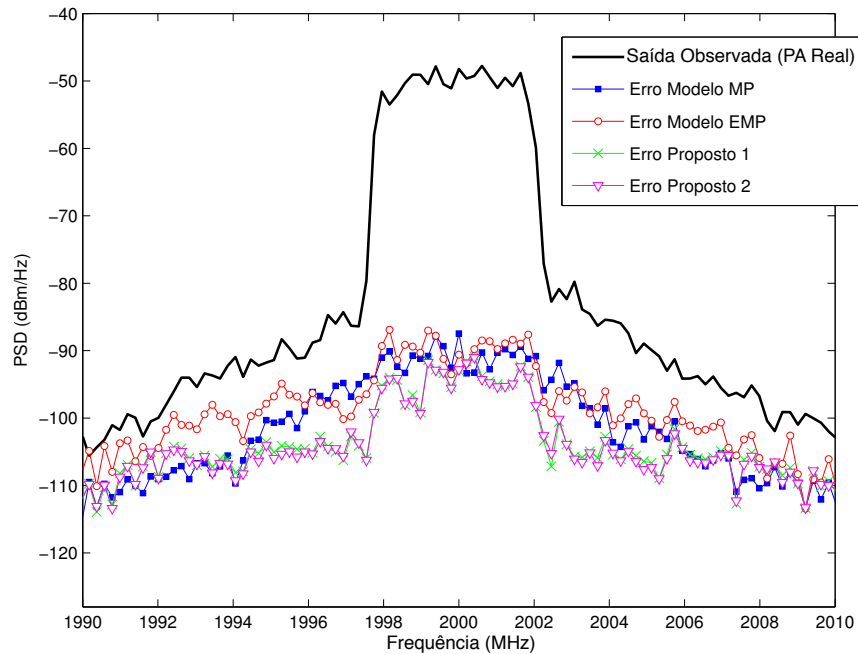


Figura 32 – PSD dos erros dos modelos implementados para o PA LDMOS

Os resultados da Tabela 7 ficam mais claros com a análise dos gráficos da Figura 32. É possível constatar que o desempenho dos modelos Proposto 1 e Proposto 2 é significativamente melhor do que o dos modelos MP e EMP. Ainda é possível observar a proximidade dos resultados obtidos pelos modelos Proposto 1 e Proposto 2. O ajuste do modelo Proposto 1 pode também ser observado com o gráfico das PSDs do sinal de saída simulado em comparação com o observado na Figura 33.

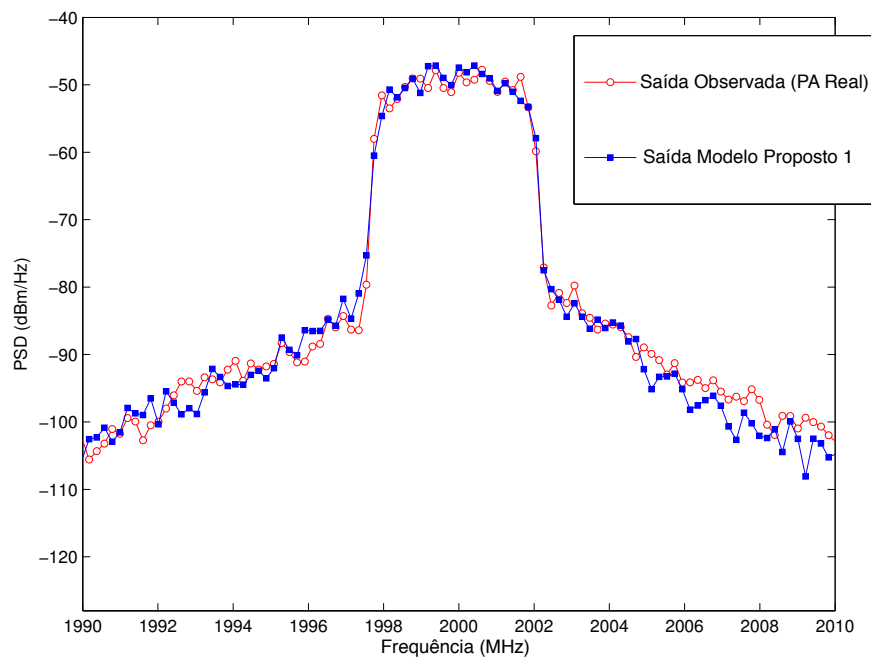
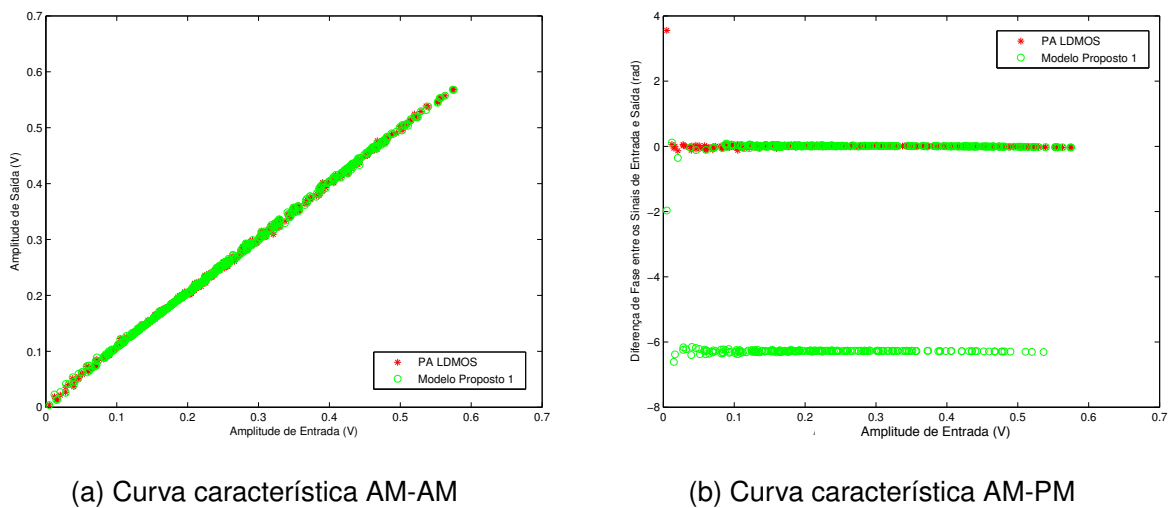


Figura 33 – PSD dos erros dos modelos implementados para o PA LDMOS

Portanto, seguindo a análise do desempenho do modelo Proposto 1, implementado sobre o PA LDMOS, a Figura 34 expõe os ajustes deste modelo de acordo com a curva característica AM-AM e AM-PM do PA observado e do simulado.

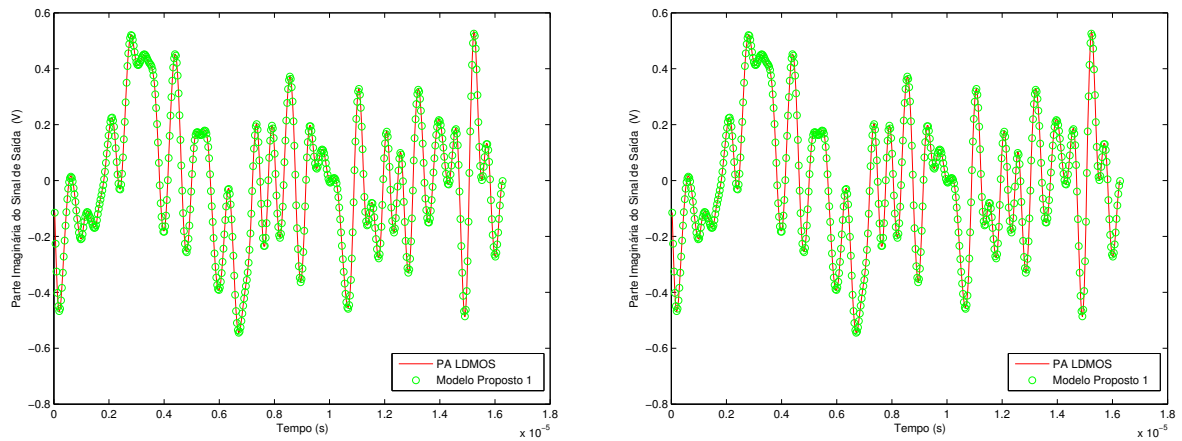


(a) Curva característica AM-AM

(b) Curva característica AM-PM

Figura 34 – Curvas características AM-AM e AM-PM para o PA LDMOS observado e modelado com a estrutura Proposto 1

No domínio do tempo, o ajuste feito pelo modelo Proposto 1 pode ser observado a partir do comportamento tanto da parte real quanto imaginária do sinal de saída observado e simulado, como apresentado na Figura 35.



(a) Comportamento da parte real do sinal de saída para o PA observado e simulado (b) Comportamento da parte imaginária do sinal de saída para o PA observado e simulado

Figura 35 – Comportamento das partes reais e imaginárias do sinal de saída do PA GaN real e modelado com a estrutura do modelo Proposto 1

4.3.2 Análise da Técnica de Identificação Proposta

A técnica de identificação proposta por este trabalho foi validada para o PA LDMOS com a implementação do modelo MP, com profundidade de memória fixada em $M = 1$ e funções polinomiais aproximadas por LUTs, como detalhado na introdução deste capítulo. Os valores de NMSE calculados para cada uma das abordagens de identificação empregadas estão apresentados na Tabela 8.

Tabela 8 – Valores de NMSE quando o modelo MP foi implementado com as abordagens de identificação tradicional e proposta

LDMOS		
	Tradicional	Proposto
P = 5	-31,82	
P = 6	-32,87	
P = 7	-32,24	-36,82
P = 8	-33,27	
P = 9	-34,44	

Para o caso da modelagem do PA LDMOS, é possível constatar que há uma melhoria no resultado de NMSE para a abordagem de identificação tradicional à medida que a ordem de truncamento do polinômio aumenta. Uma melhoria de cerca de 3 dB pode ser observada entre $P = 5$ e $P = 9$. O resultado encontrado para a abordagem de identificação proposta, entretanto, é cerca de 2,5 dB melhor que o melhor caso da abordagem de identificação proposta ($P = 9$). No domínio da frequência, as PSDs dos erros para estes dois casos podem ser analisados a partir dos gráficos da Figura 36.

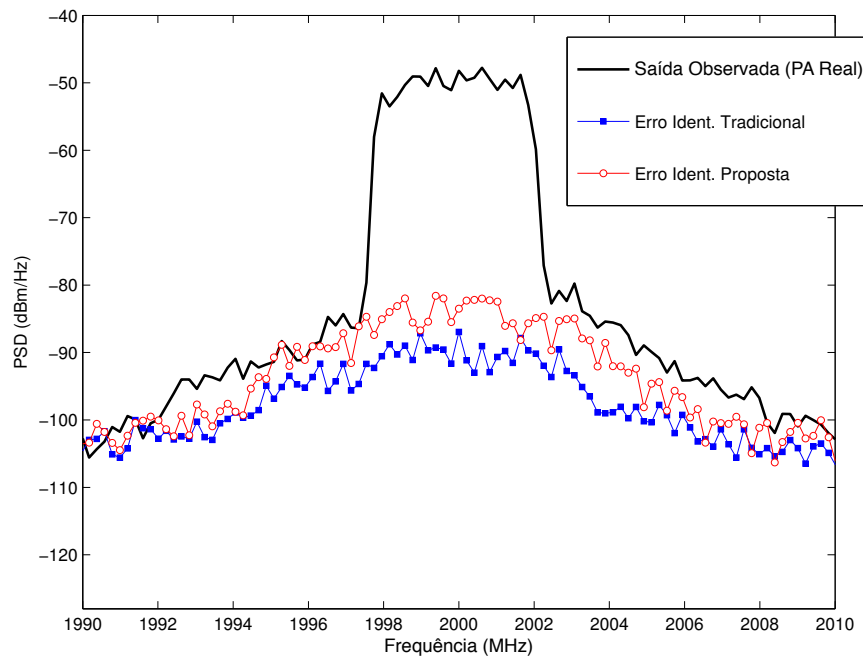
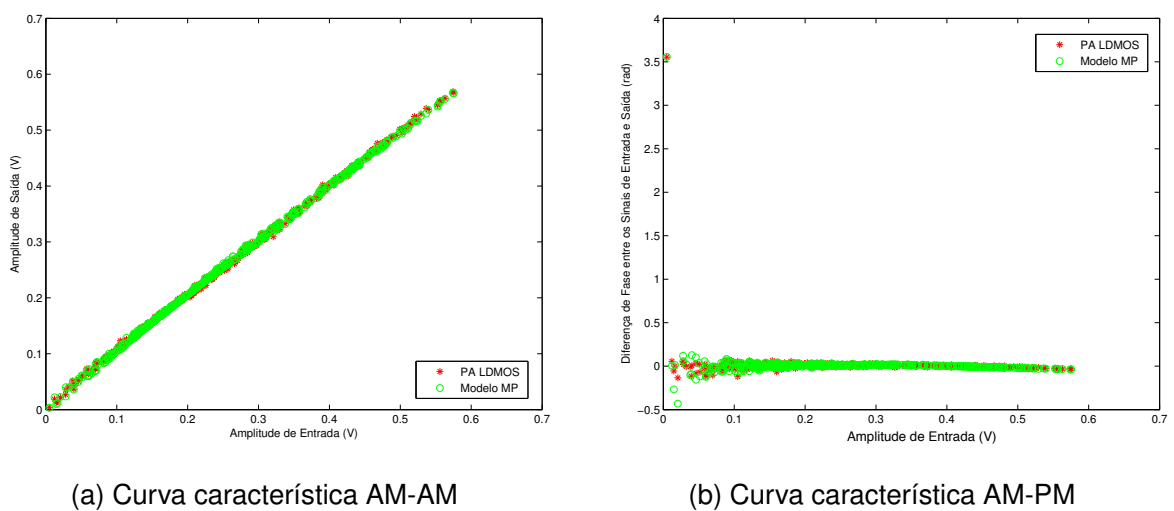


Figura 36 – PSDs dos erros dos modelos implementados para o PA LDMOS

A diferença entre as PSDs dos erros detalha bem a melhoria do desempenho do modelo quando a abordagem de identificação proposta é implementada sobre o modelo do amplificador. As curvas características AM-AM e AM-PM do PA observado e simulado, quando a abordagem de identificação proposta foi empregada, estão apresentados na Figura 37.



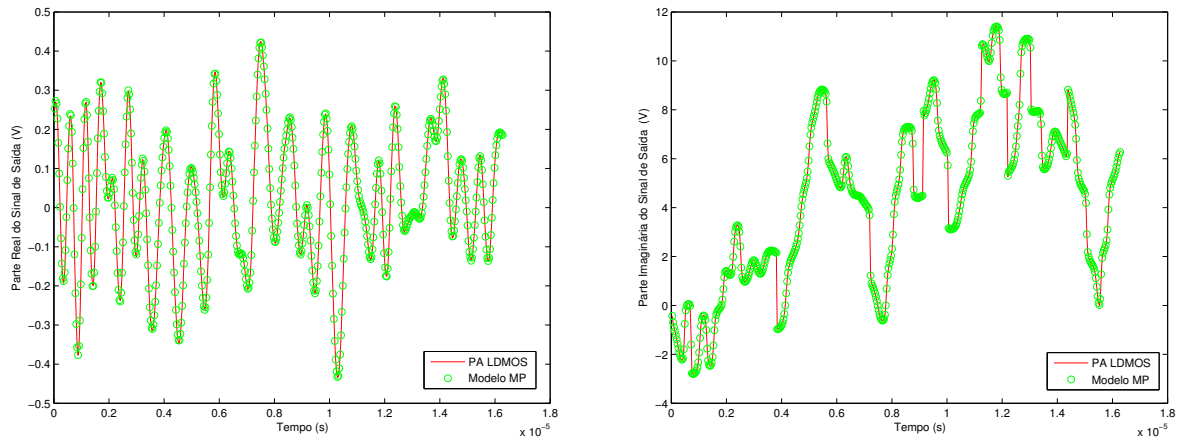
(a) Curva característica AM-AM

(b) Curva característica AM-PM

Figura 37 – Curvas características AM-AM e AM-PM para o PA LDMOS observado e modelado com a estrutura MP e abordagem de identificação proposta

Com os gráficos da Figura 38, é possível notar que o ajuste feito com a abordagem de identificação proposta é muito fiel ao comportamento real do PA. Já no domínio do tempo

o ajuste dos resultados pode ser observado pelo comportamento da parte real e imaginária do sinal de saída observado e simulados utilizando a abordagem de identificação proposta por este trabalho.



(a) Comportamento da parte real do sinal de saída para o PA observado e simulado (b) Comportamento da parte imaginária do sinal de saída para o PA observado e simulado

Figura 38 – Comportamento das partes reais e imaginárias do sinal de saída do PA LDMOS observado e modelado com a estrutura MP e abordagem de identificação proposta

5 CONCLUSÃO

Em sistemas de telecomunicação, garantir que a transmissão dos dados seja a mais eficiente possível é uma das maiores prioridades. Assim sendo, este é um dos maiores incentivos para o desenvolvimento deste trabalho. Técnicas que permitam ao PA RF trabalhar na sua zona linear, porém permitindo o desenvolvimento de altas eficiências envolvem conhecer com detalhes o comportamento do PA que faz parte do sistema de transmissão. Portanto, neste trabalho, foram discutidas duas estruturas de modelagem já conhecidas da literatura, a *Memory Polynomial* (MP) e a *Envelope Memory Polynomial* (EMP). Com base nestas estruturas de modelagem, dois outros modelos para o circuito do PA RF foram propostos e detalhados. As estruturas propostas são baseadas em soma de produtos de filtros de resposta finita ao impulso finita e tabelas de busca unidimensionais (LUTs). Além das estruturas de modelos propostas, este trabalho também apresentou uma abordagem de identificação para modelos comportamentais que calcula os parâmetros das LUTs de implementação de forma direta.

Três estudos de caso foram desenvolvidos tanto para a validação das estruturas dos modelos propostos quanto para a validação da abordagem de identificação proposta. Os PAs escolhidos para estes estudos de caso foram: um PA GaN excitado por uma portadora modulada por um sinal WCDMA de largura de banda igual a 3,84 MHz, um PA GaN excitado por duas portadoras moduladas por sinais WCDMA de largura de banda igual a 3,84 MHz separadas entre si por 5 MHz e um PA LDMOS excitado por um portadora com frequência de 2 GHz, modulada por um sinal WCDMA de largura de banda igual a 3,84 MHz. Para os dois primeiros casos, a frequência de amostragem do sinal utilizada foi de 61,44 MHz e para o terceiro caso, a frequência de amostragem do sinal utilizada foi de 30,72 MHz. Os resultados para cada estudo de caso foram separados em duas partes, a primeira para a validação das estruturas dos modelos e a segunda para validação da abordagem de identificação proposta.

Para o PA GaN do primeiro estudo de caso, tanto o modelo Proposto 1, quanto o modelo Proposto 2 apresentaram resultados semelhantes, cujos valores de NMSE foram iguais a -47,44 dB e -47,75 dB, respectivamente. Já para o PA GaN do segundo estudo de caso, tanto o modelo Proposto 1 quanto o Proposto 2 resultaram em ótimos ajustes, com resultados de NMSE iguais a -42,3 dB e -44,47 dB, respectivamente. O PA LDMOS do terceiro estudo de caso, também obteve resultados de modelagem muito próximos, tanto para o modelo Proposto 1 quanto para o modelo Proposto 2, com valores de NMSE iguais a -40,43 e -40,48, respectivamente. Assim sendo, é possível concluir com estes resultados que o desempenho da modelagem está relacionado com o comportamento do PA que está

sendo modelado. Logo, não se pode dizer que uma estrutura é melhor do que a outra e antes de escolher alguma estrutura de modelo, é conveniente que algumas estruturas sejam testadas.

A validação da abordagem de identificação dos modelos foi feita somente para a estrutura de modelagem MP, isso porque este é um modelo de baixa complexidade. Para os três amplificadores analisados, o desempenho de modelagem, quando a abordagem de identificação proposta foi implementada, foi superior ao da abordagem tradicional. Para o primeiro estudo de caso, a diferença de desempenho ficou em torno de 5 dB, para o segundo caso em torno de 1,5 dB e para o terceiro estudo de caso em torno de 2 dB. Então, a implementação utilizando a abordagem de identificação proposta, é sempre mais eficiente do que a tradicional.

Como sugestão de trabalhos futuros, para a continuidade desta pesquisa, é possível citar a implementação dos métodos apresentados por este trabalho em dispositivos lógicos programáveis, usando aritmética de vírgula fixa.

Referências

- [1] Dipankar Raychaudhuri and Narayan B Mandayam. Frontiers of wireless and mobile communications. *Proceedings of the IEEE*, 100(4):824–840, 2012.
- [2] A Kwan, FM Ghannouchi, O Hammi, M Helaoui, and MR Smith. Look-up table-based digital predistorter implementation for field programmable gate arrays using long-term evolution signals with 60 MHz bandwidth. *IET Science, Measurement & Technology*, 6(3):181–188, 2012.
- [3] Steve C Cripps. *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Artech House, Inc., 2006.
- [4] Eduardo Goncalves de Lima. Behavioral modeling and digital base band predistortion of RF power amplifiers. Master's thesis, Politecnico de Torino, 2009.
- [5] J Kim and K Konstantinou. Digital predistortion of wideband signals based on power amplifier model with memory. *Electronics Letters*, 37(23):1417–1418, 2001.
- [6] Oualid Hammi, Fadhel M Ghannouchi, and Bill Vassilakis. A compact envelope-memory polynomial for RF transmitters modeling with application to baseband and rf-digital predistortion. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 18(5):359–361, 2008.
- [7] Rocco Giofre, Luca Piazzon, Paolo Colantonio, and Franco Giannini. A Doherty architecture with high feasibility and defined bandwidth behavior. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 61(9):3308–3317, 2013.
- [8] Peter B Kenington. *High linearity RF amplifier design*. Artech House, Inc., 2000.
- [9] Frederick H Raab, Peter Asbeck, Steve Cripps, Peter B Kenington, Zoya B Popovic, Nick Potheary, John F Sevic, and Nathan O Sokal. Power amplifiers and transmitters for RF and microwave. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 50(3):814–826, 2002.
- [10] Jose Carlos Pedro and Nuno Borges Carvalho. *Intermodulation distortion in microwave and wireless circuits*. Artech House, 2002.
- [11] Joao Carlos da Silva. Modelagem comportamental de amplificadores de potencia de RF utilizando redes neurais de ligacao funcional com polinomio chebyshev. Master's thesis, Universidade Federal do Parana (UFPR), 2014.

- [12] Daehyun Kang, Byungjoon Park, Dongsu Kim, Jooseung Kim, Yunsung Cho, and Bumman Kim. Envelope-tracking CMOS power amplifier module for LTE applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 61(10):3763–3773, 2013.
- [13] Changsoo Eun and Edward J Powers. A new Volterra predistorter based on the indirect learning architecture. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 45(1):223–227, 1997.
- [14] Jose C Pedro and Stephen A Maas. A comparative overview of microwave and wireless power-amplifier behavioral modeling approaches. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53(4):1150–1163, 2005.
- [15] V John Mathews and Giovanni L Sicuranza. *Polynomial signal processing*. Wiley-Interscience, 2000.
- [16] Luiza Beana Chipansky Freire. Modelagem comportamental e pre-distorcao digital de amplificadores de potencia baseadas em redes neurais com arquitetura perceptron de tres camadas. Master's thesis, Universidade Federal do Parana (UFPR), 2015.
- [17] Wilson John Rugh. *Nonlinear system theory*. Johns Hopkins University Press Baltimore, 1981.
- [18] MS Muha, CJ Clark, A Moulthrop, and CP Silva. Validation of power amplifier nonlinear block models. *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pages 759–762, 1999.